

**IGBT TABANLI ÇİFT YÖNLÜ ÇEVİRGECE DAYALI
SÜPERKAPASİTÖR ENERJİ DEPOLAMA SİSTEMİ
GELİŞTİRİLMESİ**

**IMPLEMENTATION OF AN IGBT BASED
BIDIRECTIONAL CONVERTER FOR
SUPERCAPACITOR ENERGY STORAGE SYSTEMS**

GÖKHAN GÖÇMEN

PROF. DR. IŞIK ÇADIRCI

Tez Danışmanı

Hacettepe Üniversitesi

Lisansüstü Eğitim-Öğretim ve Sınav Yönetmeliğinin

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı için Öngördüğü

YÜKSEK LİSANS TEZİ

olarak hazırlanmıştır.

2021

ÖZET

IGBT TABANLI ÇİFT YÖNLÜ ÇEVİRGECE DAYALI SÜPERKAPASİTÖR ENERJİ DEPOLAMA SİSTEMİ GELİŞTİRİLMESİ

Gökhan GÖÇMEN

Yüksek Lisans, Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

Haziran 2021, 200 sayfa

Bu tezde İzole Kapılı Bipolar Tranzistör (IGBT) tabanlı DA-DA çevirgece dayalı bir süperkapasitör enerji depolama sistemi tasarlanıp, başarımı bilgisayar benzetimleri ve laboratuvar testleri ile sınanmıştır. Hafif raylı ulaşım sistemlerinde frenleme enerjisinin geri kazanımı, fotovoltaik santrallerde güç regülasyonu vb. değişik uygulamalarda kullanılabilir olan yükseltici-indirici tipte süperkapasitör şarj-deşarj çevirgeci geliştirilmiş ve bu sistemin IGBT ve Silisyum Karbür (SiC) güç MOSFET'i kullanıldığında enerji dönüşüm verimliliği değişik anahtarlama frekanslarında bilgisayar benzetimleri ile karşılaştırılmıştır. IGBT 'nin ve SiC güç MOSFET' inin başarımını kıyaslamak için örnek bir üretim yapılmıştır. Bu prototip sistemin her iki yarıiletken için farklı güç seviyeleri ve farklı anahtarlama frekansları için laboratuvar ortamında verim

ve sıcaklık ölçümleri alınmıştır. Her iki yarıiletkeneye dayalı yükseltici/indirici çevirgeç başarımları laboratuvar koşullarında karşılaştırılmıştır.

Anahtar Kelimeler: Hafif Raylı ve Metro Toplu Taşıma Sistemleri, Frenleme Enerjisinin Geri Kazanımı, Enerji Tasarrufu, Süperkapasitör, IGBT

ABSTRACT

IMPLEMENTATION OF AN IGBT BASED BIDIRECTIONAL CONVERTER FOR SUPERCAPACITOR ENERGY STORAGE SYSTEMS

Gökhan GÖÇMEN

Master of Science, Department of Electrical Electronics Engineering

Supervisor: Prof. Dr. Işık ÇADIRCI

June 2021, 200 pages

In this thesis, a supercapacitor energy storage system based on Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) DC-DC converter has been designed and the performance of the system has been tested with computer simulations and laboratory experiments. A step-up and -down type supercapacitor charge-discharge converter, which can be used in different applications such as recovery of regenerative of braking energy in light rail transport systems and power regulation in photovoltaic power plant, has been designed and energy conversion efficiencies of the designed system at different switching frequencies when IGBT and SiC power MOSFETs used has been compared with computer simulations. A prototype has been produced in order to compare the performances of the IGBT and SiC power MOSFETs. Efficiency and temperature measurements have been obtained on this prototype system for different power levels

and different switching frequencies under laboratory conditions. The performances of these two semiconductors under laboratory conditions has been compared.

Keywords: Light Rail and Metro Public Transportation Systems, Regenerative Braking, Energy Saving, Supercapacitor, IGBT

İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	iii
ŞEKİLLER DİZİNİ	x
ÇİZELGELER DİZİNİ.....	xviii
SİMGELER VE KISALTMALAR	xxi
1. GİRİŞ.....	23
1.1. Metro ve Hafif Raylı Ulaşım Araçlarında Frenleme Enerjisi Geri Kazanımı.....	24
1.2 Metro ve Hafif Raylı Ulaşım Sistemlerinde Kullanılan Enerji Depolama Sistemlerinin Tanıtımı	30
1.2.1. Süperkapasitör Sistemleri	32
1.2.2. Batarya Sistemleri.....	33
1.2.3. Uçan Teker Sistemleri	33
1.3 Metro ve Hafif Raylı Ulaşım Sistemleri İçin Araç Üzerine Kurulu Çift Yönlü Çevirgece Dayalı Süperkapasitör Enerji Depolama Sisteminin Tanıtımı	34
2. ÇEVİRGEÇ GÜÇ KATININ KAVRAMSAL TASARIMI.....	35
2.1. Çift Yönlü Çevirgeç Sisteminin Tasarım Gereksinimleri	35
2.2. Çift Yönlü Çevirgeç Sisteminin Çalışma Prensibi	37
2.2.1. Frenleme Modu Çalışma Prensibi.....	38
2.2.2. Yol Alma Modu Çalışma Prensibi.....	39
2.3. Çift Yönlü Çevirgeç Sistemi Tasarım Parametrelerinin Hesaplanması	40
2.3.1. Frenleme Modu Kavramsal Tasarımı	44
2.3.2. Yol Alma Modu Kavramsal Tasarımı	46
3. ÇEVİRGEÇ GÜÇ KATI BİLEŞENLERİNİN BELİRLENMESİ ve TANITIMI	49

3.1. Süperkapasitör Birimleri ve Bloğu	49
3.2. Endüktör Birimi	51
3.3. Uygulanabilir Yarı İletkenlerin Değerlendirilmesi ve Seçilmesi	52
3.3.1. IGBT ve Sürücü Özellikleri	58
3.3.1.1. IGBT Modülün ve Sürücünün Seçilmesi	58
3.3.1.2. SiC MOSFET Modülün ve Sürücünün Seçilmesi	61
3.3.2. IGBT ve SiC MOSFET Modüllerinin Kıyaslanması	63
3.3.3. Güç Yarı İletkenlerinin Kayıplarının Hesaplanması	63
3.3.3.1. Seçilmiş IGBT Modülün Frenleme Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması	67
3.3.3.2. Seçilmiş IGBT Modülün Yol Alma Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması	74
3.3.3.3. Seçilmiş SiC MOSFET Modülün Frenleme Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması	79
3.3.3.4. Seçilmiş SiC MOSFET Modülün Yol Alma Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması	84
3.3.4. Güç Yarı İletkenlerinin Eklem Sıcaklıklarının Hesaplanması	88
3.3.5. Güç Yarı İletkenleri İçin Uygun Koşulların Belirlenmesi	92
3.3.6. Güç Yarıiletkenlerinin Çeşitli Test Koşullarındaki Kayıp ve Sıcaklıkları	94
3.3.7. Güç Yarıiletkenlerinin Çeşitli Senaryolar İçin Teorik Hesaplamalarının Değerlendirilmesi	95
4. DENETİM KATININ TASARIMI	100
4.1. Ana Kartın Tasarımı	100
4.1.1. Mikro Denetleyici Kartının Tasarımı	101
4.1.2. Akım Okuma Devrelerinin Tasarımı	102
4.1.3. Gerilim Okuma Devrelerinin Tasarımı	104

4.1.4. Kontrolcü Yazılımının Kavramsal Tasarımı.....	106
4.1.4.1. İndirici Tip Dönüştürücü İçin Kontrolcü Tasarımı.....	111
4.1.4.2. Yükseltici Tip Dönüştürücü İçin Kontrolcü Tasarımı.....	115
4.2. Yardımcı Güç Kaynağı Kartının Tasarımı	119
5. BENZETİM ÇALIŞMALAR VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR.....	121
5.1. Çift Yönlü Çevirgeç Sistemi Tasarımının Benzetim Ortamında Gözlemlenmesi.....	121
5.1.1. Frenleme Modu Kapalı Devre Benzetimi.....	122
5.1.2. Yol Alma Modu Kapalı Devre Benzetimi	126
5.1.3. Frenleme ve Yol Alma Modu Güç Kayıpları Benzetimi.....	130
5.1.3.1. IGBT Modül Güç Kayıpları Benzetimi	130
5.1.3.2. SiC MOSFET Modül Güç Kayıpları Benzetimi.....	137
5.2. IGBT ve SiC MOSFET Tabanlı Çift Yönlü Çevirgece Dayalı Sistemin Sonuçları ve Kıyaslanması	144
5.2.1. IGBT Anahtarlı Frenleme Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları.....	147
5.2.2. IGBT Anahtarlı Yol Alma Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları.....	151
5.2.3. SiC MOSFET Anahtarlı Frenleme Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları	153
5.2.4. SiC MOSFET Anahtarlı Yol Alma Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları	157
5.2.5. IGBT ve SiC MOSFET Yapılarının Deney Sonuçlarının Değerlendirilmesi.....	159
6. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR	162
KAYNAKLAR.....	167
EKLER	169
EK 1 – CAS300M17BM2 SiC MOSFET MODÜL TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI.	169
EK 2 – CGD15HB62P1 SÜRÜCÜ TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI	172
EK 3 – SKM300GB17E4 IGBT MODÜL TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI.....	175
EK 4 – SKYPER 32 PRO R IGBT SÜRÜCÜ TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI	178

EK 5 – BOARD 1 SKYPER32 PRO R IGBT SÜRÜCÜ ADAPTÖR KARTI TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI	179
EK 6 – BMOD0063 SÜPERKAPASİTÖR TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI.....	180
EK 7 – ENDÜKTÖR TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI.....	183
EK 8 - Tez Çalışması Orjinallik Raporu	186
ÖZGEÇMİŞ.....	188

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 1.1 Frenleme Enerjisi Kullanım Senaryoları.....	26
Şekil 1.2 Elektrik Demiryolu Sistemlerinde Kullanılan Enerji Depolama Sistemlerinin "Ragone" Çizimi [2].....	31
Şekil 1.3 Araç Üzerine Kurulu Enerji Depolama Sistemi Araç Modeli Blok Diyagramı... 34	
Şekil 2.1 Çift Yönlü Çevirgeç Temel Güç Bloğu Gösterimi.....	37
Şekil 2.2 Çevirgecin İndirici Tipte Çalışan Bileşenleri ve Akım Döngüleri.....	38
Şekil 2.3 Çevirgecin Yükseltici Tipte Çalışan Bileşenleri ve Akım Döngüleri	39
Şekil 2.4 İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör Üzerinden Geçen Akımın Dalga Şekli	45
Şekil 2.5 Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör Üzerinden Geçen Akımın Dalga Şekli... 48	
Şekil 3.1 BMOD0063 P125 B08 Süperkapasitör Birimi.....	51
Şekil 3.2 Endüktör Görseli ve Endüktör Üzerindeki Markalama Etiketinin Görseli	52
Şekil 3.3 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT ve Diyot Beklenen Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	55
Şekil 3.4 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT ve Diyot Beklenen Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri.....	57
Şekil 3.5 Yarım Köprü IGBT Yapısı.....	58
Şekil 3.6 IGBT Modül Görseli	59
Şekil 3.7 "Board 1 SKYPER 32PRO R" IGBT Sürücü Arayüz Kartının Görseli	60
Şekil 3.8 "SKYPER 32 PRO R" IGBT Sürücü Kartının Görseli.....	60
Şekil 3.9 Yarım Köprü SiC MOSFET Yapısı	62
Şekil 3.10 SiC MOSFET Modül ve Sürücüsü Görseli	63
Şekil 3.11 IGBT ve Diyot Karakteristikleri [14].....	68
Şekil 3.12 Kapı Direncine Göre Enerji Kayıpları.....	70

Şekil 3.13 SiC MOSFET ve SiC Diyot Karakteristikleri [15]	79
Şekil 3.14 SiC MOSFET Kapı Direncine Bağlı Anahtarlama Kayıpları	79
Şekil 3.15 SiC MOSFET Akıma Göre İletim Durumu Direnci	80
Şekil 3.16 SiC MOSFET Savak Gerilimine Karşılık Kaynak Akımı.....	83
Şekil 3.17 Soğutucu Plaka Görseli	89
Şekil 3.18 Soğutucunun Isıl Direnç Eğrisi	89
Şekil 3.19 Isıl Kayıp ve Sıcaklıklar Modeli	90
Şekil 3.20 İndirici Tip Dönüştürücü İçin 1,15kHz Anahtarlama Frekansında Modüllerin Kayıpları	93
Şekil 3.21 İki Adet Paralel Bağlanmış SiC ve IGBT Modül Anma Gücü İçin Kayıpları ...	99
Şekil 4.1 Sistem Kontrol Mimarisinin Temel Bileşenleri ve Temel İçerikleri Görseli.....	100
Şekil 4.2 Ana Kart ve Mikro Denetleyici Kartı Görseli	101
Şekil 4.3 LAUNCHXL-F28379D Kiti Görseli	102
Şekil 4.4 Akım Sensörü Görseli	103
Şekil 4.5 Gerilim Sensörü Görseli.....	105
Şekil 4.6 Analog Seri Form PI kontrolcüsü Blok Diyagramı.....	108
Şekil 4.7 Sayısal Seri Form PI kontrolcüsü Blok Diyagramı	108
Şekil 4.8 DCL_PI_C1 Seri Form Sayısal PI Kontrolcüsü Blok Diyagramı.....	109
Şekil 4.9 Mikro denetleyici Kontrol Döngüsüne Giriş ve ADC Tetik Zamanlaması Görseli	110
Şekil 4.10 İndirici Tip Dönüştürücü Güç ve Kontrol Blokları Görseli	111
Şekil 4.11 İndirici Tip Dönüştürücü İç (Akım) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması	111
Şekil 4.12 İndirici Tip Dönüştürücü Dış (Gerilim) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması	113
Şekil 4.13 Yükseltici Tip Dönüştürücü Güç ve Kontrol Blokları Görseli	115
Şekil 4.14 Yükseltici Tip Dönüştürücü İç (Akım) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması.	115

Şekil 4.15 Yükseltici Tip Dönüştürücü Dış (Gerilim) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması	117
Şekil 4.16 Yardımcı Güç Kaynağı Kartı Görseli.....	120
Şekil 5.1 “Simulink” Aracı Benzetim Çözücü Bilgileri	121
Şekil 5.2 Frenleme Modu, Güç Bloğu Benzetim Şeması	122
Şekil 5.3 Frenleme Modu, Kontrol Bloğu Benzetim Şeması	122
Şekil 5.4 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 250V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi Yatay Eksen 0,03sn) ..	123
Şekil 5.5 Frenleme Modu, Süperkapasitör Gerilimi(Kırmızı) 300V iken; Endüktör Akımı(Mavi) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi 2sn).....	124
Şekil 5.6 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 416V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi Yatay Eksen 10sn)	124
Şekil 5.7 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 250V’tan 500V’a Şarj Olurken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi ,Yatay Eksen 20sn)	125
Şekil 5.8 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 280V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri (Yatay Eksen-Saniye).....	126
Şekil 5.9 Yol Alma Modu, Güç Bloğu Benzetim Şeması	127
Şekil 5.10 Yol Alma Modu, Kontrol Bloğu Benzetim Şeması	128
Şekil 5.11 Yol Alma Modu, Süperkapasitör Başlangıç Gerilimi(Kırmızı) 500V iken; Endüktör Akımı(Mavi), Katener Hattı Gerilimi(Yeşil) Benzetim Dalga Şekilleri, (Ry _{ksl} ,yük=9Ω, Benzetim Süresi 25sn).....	128
Şekil 5.12 Yol Alma Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi(V) 500V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A), Yeşil: Katener Hattı Gerilimi(V) Benzetim Dalga Şekilleri, (Ry _{ksl} ,yük=4.5Ω, Benzetim Süresi Yatay Eksen 1sn).....	129

Şekil 5.13 Yol Alma Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi(V) , Mavi: Endüktör Akımı(A), Yeşil: Katener Hattı Gerilimi(V) Benzetim Dalga Şekilleri (Yakınlaştırılmış-An, Yatay Eksen Saniye).....	129
Şekil 5.14 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=500V, İletim=250A,Fanhtr=5kHz, Rks=0,055K/W).	131
Şekil 5.15 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=500V, İletim=250A,Fanhtr=5kHz, Rks=0,001K/W).	131
Şekil 5.16 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=500V, İletim=250A,Fanhtr=4kHz, Rks=0,001K/W).	131
Şekil 5.17 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=500V, İletim=250A,Fanhtr=3kHz, Rks=0,001K/W).	132
Şekil 5.18 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=500V, İletim=250A,Fanhtr=2kHz, Rks=0,001K/W).	132
Şekil 5.19 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=500V, İletim=250A,Fanhtr=1,15kHz, Rks=0,001K/W)	132
Şekil 5.20 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 92,5kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=500V, İletim=175A,Fanhtr=5kHz, Rks=0,055K/W).	133
Şekil 5.21 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 40kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V,Vsprk=250V, İletim=160A,Fanhtr=5kHz, Rks=0,055K/W).	133
Şekil 5.22 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 50kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=560V,Vsprk=400V, İletim=125A,Fanhtr=5kHz, Rks=0,055K/W).	134
Şekil 5.23 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 35kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=560V,Vsprk=350V, İletim=100A,Fanhtr=5kHz,Rks=0,055K/W)..	134
Şekil 5.24 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 20kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=560V,Vsprk=200V, İletim=100A,Fanhtr=5kHz,Rks=0,055K/W)..	134
Şekil 5.25 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 20kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=560V,Vsprk=200V, İletim=100A,Fanhtr=10kHz,Rks=0,055K/W)	135

Şekil 5.26 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	135
Şekil 5.27 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=4kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	135
Şekil 5.28 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=3kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	136
Şekil 5.29 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=2kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	136
Şekil 5.30 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=1,15kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	136
Şekil 5.31 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 36,3kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=400V, I_{iletim}=90A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,055K/W$)	137
Şekil 5.32 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=8kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	138
Şekil 5.33 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	138
Şekil 5.34 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=4kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	139
Şekil 5.35 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=3kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	139
Şekil 5.36 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=2kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	140

Şekil 5.37 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 50kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V, V_{sprk}=400V, I_{iletim}=125A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,055K/W$)..	140
Şekil 5.38 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 50kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V, V_{sprk}=350V, I_{iletim}=100A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,055K/W$).	141
Şekil 5.39 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	142
Şekil 5.40 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=4kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	142
Şekil 5.41 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=3kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	143
Şekil 5.42 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=2kHz, R_{ks}=0,001K/W$)	143
Şekil 5.43 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 36,3kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=400V, I_{iletim}=90A, F_{anhtr}=5kHz$)	144
Şekil 5.44 Deneysel Kurulum (1:Süperkapasitör, 2:Yük, 3:Endüktör, 4:AA/DA Güç Kaynakları, 5:Katener Tarafı Filtre Kondansatörü)	145
Şekil 5.45 Deneysel Kurulum (6:Ana kart ve Yardımcı Güç Kaynağı Kartı,7:Bara Yapısı ve Filtre Kapasitörü,8:Sürücü,9:Gerilim Sensörü)	146
Şekil 5.46 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 342V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri	147
Şekil 5.47 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 342V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman Aralıklı)	148
Şekil 5.48 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 388V, Şarj Akımı 131A İçin Dalga Şekilleri	149

Şekil 5.49 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 388V, Şarj Akımı 131A İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman)	149
Şekil 5.50 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 200V, Şarj Akımı 100A 10kHz Anahtarlama Frekansı İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman)	150
Şekil 5.51 IGBT Yükseltici Tip Dönüştürücü Süperkapasitör 280V, Çıkış Hattı 549V için Dalga Şekilleri	151
Şekil 5.52 IGBT Yükseltici Tip Dönüştürücü Süperkapasitör 280V, Çıkış Hattı 549V 10kHz Anahtarlama Frekansı için Dalga Şekilleri	152
Şekil 5.53 IGBT Yükseltici Tip Dönüştürücü Süperkapasitör 382V, Çıkış Hattı 747V İçin Dalga Şekilleri	152
Şekil 5.54 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 335V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri.....	154
Şekil 5.55 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 335V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri (Dar Zamanlı).....	154
Şekil 5.56 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 386V, Şarj Akımı 130A İçin Dalga Şekilleri.....	155
Şekil 5.57 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 386V, Şarj Akımı 130A İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman).....	156
Şekil 5.58 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 200V, Şarj Akımı 100A 10kHz Anahtarlama Frekansı İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman).....	156
Şekil 5.59 SiC MOSFET Yükseltici Tip Süperkapasitör 280V, Katener Hattı 549V için Dalga Şekilleri	157
Şekil 5.60 SiC MOSFET Yükseltici Tip Süperkapasitör 280V, Katener Hattı 549V 10kHz Anahtarlama Frekansı için Dalga Şekilleri.....	158
Şekil 5.61 SiC MOSFET Yükseltici Tip Süperkapasitör 377V, Katener Hattı 732V İçin Dalga Şekilleri	158
Şekil 6.1 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT ve SiC Modül Benzetim Güç Kaybı Karşılaştırması	165

Şekil 6.2 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT ve SiC Modül Benzetim Güç Kaybı Karşılaştırması	165
Şekil 6.3 Teorik, Benzetim ve Deneysel Çalışma Verileri Karşılaştırma Tablosu	166

ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 1.1 Demiryolu araç ve sistem üreticilerinin geliştirdiği araç üzeri enerji depolama sistemleri.....	27
Çizelge 1.2 Uluslararası üreticilerin geliştirdiği istasyonlara monte edilmiş enerji depolama sistemleri.....	29
Çizelge 2.1 Sistem Gereksinimleri ve Göstergeler.....	36
Çizelge 2.2 Kavramsal Tasarım Parametrelerinin ve Göstergelerin Tanımlanması	41
Çizelge 3.1 Süperkapasitör Özellikleri.....	49
Çizelge 3.2 Yarı İletken Parametrelerinin ve Göstergelerin Tanımlanması.....	53
Çizelge 3.3 Yarıiletkenler Güç Kaybı Genel Hesabı Anlatımı İçin Kullanılan Simgeler... 64	
Çizelge 3.4 IGBT Modül İndirici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri.....	68
Çizelge 3.5 IGBT Modül IGBT için Çip Seviyesi Kolektör-Emitör Direnç Değerleri [14]70	
Çizelge 3.6 IGBT Modül Diyot için Çip Seviyesi İletim Değerleri [14]	71
Çizelge 3.7 IGBT Modül Frenleme Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları	73
Çizelge 3.8 IGBT Modül Yükseltici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri .	74
Çizelge 3.9 IGBT Modül Yol Alma Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları.....	78
Çizelge 3.10 SiC MOSFET Modül İndirici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri.....	80
Çizelge 3.11 SiC MOSFET Modül Frenleme Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları	84
Çizelge 3.12 SiC MOSFET Modül Yükseltici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri.....	85
Çizelge 3.13 SiC MOSFET Modül Yol Alma Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları	88

Çizelge 3.14 Yarıiletkenlerin 5kHz Anahtarlama Koşulu Güç Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları.....	91
Çizelge 3.15 IGBT Modül Anma Gücü İçin ve 1,15kHz Anahtarlama Frekansı İçin Kayıp Hesapları.....	92
Çizelge 3.16 Yarıiletkenlerin Anma Gücünde ve 1,15kHz Anahtarlama Koşulunda Güç Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları	93
Çizelge 3.17 İndirici Tip Dönüştürücü 50kW ve 35kW Çıkış Gücü İçin Güç Kayıpları ve Sıcaklıkları Hesapları	94
Çizelge 3.18 IGBT Modülün En Yüksek Akım Dayanım Değerleri [14].....	95
Çizelge 3.19 İki Adet Paralel Bağlanmış IGBT Modül Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları... ..	97
Çizelge 3.20 İki Adet Paralel Bağlanmış SiC Modül Anma Gücü İçin Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları.....	98
Çizelge 4.1 Mikro Denetleyici Özellikleri [16],[17]	102
Çizelge 4.2 Akım Sensörü Elektriksel Verileri	103
Çizelge 4.3 Gerilim Sensörü Elektriksel Verileri.....	105
Çizelge 4.4 İndirici Tip Dönüştürücü Mikro denetleyici PI Tasarım Kriterleri ve Katsayıları.....	114
Çizelge 4.5 Yükseltici Tip Dönüştürücü Mikro denetleyici PI Tasarım Kriterleri ve Katsayıları.....	118
Çizelge 4.6 DA-DA Dönüştürücülerin Tanıtımı	119
Çizelge 5.1 İndirici Tip Dönüştürücü (IGBT Tabanlı) Laboratuvar Test Sonuçları	150
Çizelge 5.2 Yükseltici Tip Dönüştürücü (IGBT Tabanlı) Yükleme Test Sonuçları	153
Çizelge 5.3 İndirici Tip Dönüştürücü (SiC MOSFET Tabanlı) Yükleme Test Sonuçlar..	156
Çizelge 5.4 Yükseltici Tip Dönüştürücü (SiC MOSFET Tabanlı) Yükleme Test Sonuçları	159
Çizelge 5.5 İndirici Tip Dönüştürücü Güç ve Frekansa Bağlı Deneysel Sıcaklık Ölçümleri	160

Çizelge 5.6 İndirici Tip Dönüştürücü Aynı Güç Farklı Frekans Sistem Verimliliğinin Karşılaştırılması.....	161
Çizelge 5.7 Yükseltici Tip Dönüştürücü Aynı Güç Farklı Frekans Sistem Verimliliğinin Karşılaştırılması.....	161
Çizelge 6.1 Modül Değerlendirme Senaryoları.....	164

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler

CO_2	Karbondioksit
di/dt	Akımın zaman göre değişimi
I_C	Kolektör Akımı (Collector Current)
I_D	Savak Akımı (Drain Current)
$IGBT_{üst}$	Üst Taraftaki IGBT
$IGBT_{alt}$	Alt Taraftaki IGBT
$Diyot_{üst}$	Üst Taraftaki Diyot
$Diyot_{alt}$	Alt Taraftaki Diyot

Kısaltmalar

AA	Alternatif Akım
ADC	Analogdan Dijitale Çevirici (Analog-to-Digital Converter)
BDK	Baskı Devre Kartı
CCM	Sürekli İletim Modu (Continuous Conduction Mode)
DA	Doğru Akım
DCL	Sayısal Kontrol Kütüphanesi (Digital Control Library)
EMI	Elektromanyetik Girişim
ESR	Eşdeğer Seri Direnç
IGBT	İzole Kapılı Bipolar Tranzistör
Li-İyon	Lityum İyon

Ni-MH	Nikel-Metal Hidrit
PI	Proportional-Integral
RHPZ	Right Half Plane Zero (Sağ Yarı Düzlem Sıfır)
SiC MOSFET	Silisyum Karbür MOSFET
USB	Universal Serial Bus
ZOH	Zero-Order Hold

1. GİRİŞ

Yeni teknolojilerin ve bu teknolojilerle donatılmış cihazların hayatımıza girmesiyle enerji ihtiyacı küresel anlamda her geçen gün artış göstermektedir. Enerji tüketiminin artması, CO₂ salınımını artırmakta ve dolayısıyla küresel ısınmayı hızlandırmaktadır. Hem CO₂ salınımının hem de elektrik enerjisi harcamalarının azaltılması amacıyla hali hazırda kullanılan sistemlerin daha verimli hale getirilmesi çalışmaları, dünya çapında hız kazanmaktadır. Çeşitli ülkelerin hükümetleri CO₂ salınımının azaltılmasına yönelik yıllara göre dağıtılmış planlar yayınlamış, bütçe düzenlemelerini buna uyarlayarak yatırımlar planlamışlardır. Buna ek olarak hükümetlerin yanında ticari firmalar da geliştirdikleri ürünlerde verimliliği ön plana çıkararak hem çevre bilincine sahip olduklarını hem de yeni teknolojiler ile ürünlerini donattıklarını tüketicilere vurgulamaktadır.

Günümüz teknolojisinin verimliliği bu denli ön plana alması, taşımacılık sektöründe kullanılan sistemlerin de iyileştirilmesine olanak tanımıştır. Taşımacılık sektöründe yapılan iyileştirmeler kimyasal yakıt ile çalışan araçların elektrikle çalışan araçlarla değiştirilmesiyle başlamış, metro ve hafif raylı ulaşım araçlarının verimliliğinin iyileştirilmesiyle devam etmiştir. İlaveten metro ve hafif raylı ulaşım araçlarında sürüş hızlarının optimize edilerek enerji tüketiminin azaltılması gibi yazılım temelli çalışmalar yapılmakla birlikte, 2003 yılından itibaren küresel ölçekte frenleme ve yokuş aşağı sabit sürüş esnasında ortaya çıkan elektrik enerjisinin geri kazanımını ve yol alma esnasında bu enerjinin kullanımı gibi donanım temelli çalışmalar da sürmektedir. Enerji tasarrufu amacıyla metro ve hafif raylı ulaşım sistemlerinin çeşitli enerji depolama birimleriyle donatılması yönünde çeşitli araştırma ve teknoloji geliştirme çalışmaları yürütülmüş ve bu çalışmalar sonucu ortaya çıkan sonuç ürünler çeşitli ticari araçlarda yerlerini almaya başlamıştır. Bunlar süperkapasitör depolama sistemi, uçanteker depolama sistemi ve bataryalı depolama sistemleridir. Tüm bu iyileşmelere paralel dünya çapında taşımacılık sektörünün tükettiği enerji 2015 yılında yaklaşık olarak 31,310TWh olarak belirlenmiştir[1]. Söz konusu sektördeki bu enerji tüketiminin, tüm dünyanın toplam enerji tüketiminin %19'unu ve küresel sera gazı emisyonlarının yaklaşık %14'ünü oluşturduğu rapor edilmiştir [1]. Bu tez çalışması ile frenleme enerjisinin geri kazanımı ile enerji

verimliliğin artırılması amacıyla çift yönlü çevirgece dayalı süperkapasitör enerji depolama sistemi tasarımı anlatılmaktadır.

1.1. Metro ve Hafif Raylı Ulaşım Araçlarında Frenleme Enerjisi Geri Kazanımı

Metro ve hafif raylı ulaşım araçlarında rejeneratif frenleme esnasında üretilen elektrik enerjisi genellikle DA katener hattına geri basılmaktadır. Bu enerji fazlalığı AA şebekenin arayüzünde iki yönlü güç aktarımına izin veren çevirgeç sistemi olması durumunda (nadiren) şebekeye aktarılmakta veya yoğun trafiği olan hatlarda aynı anda hızlanma modunda olan başka bir ulaşım aracı/araçları tarafından kullanılmaktadır. Bu iki durumun genellikle olmadığı Türkiye gibi ülkelerde ise DA katener hattındaki rejeneratif enerji hat geriliminde istenmeyen yükselmeler meydana getirmektedir. Bunu önlemek için rejeneratif frenleme enerjisinin en az bir bölümü araca monte edilen dirençler üzerinde ısı enerjisine dönüştürülerek, dikkate değer miktarda enerjinin boşa harcanması sonucunu doğurmaktadır. Bu sebeplerle, metro ve hafif raylı ulaşım araçlarında frenleme enerjisinin depolanarak ihtiyaca göre hızlanmada, ölü bölgelerde ya da katener hattı gerilim regülasyonu için kullanılmasında, hem önemli ölçüde enerji tasarrufu sağlayacağı, hem de katener hattı güç kalitesinin iyileştirilmesine katkıda bulunacağı tahmin edilmektedir [2].

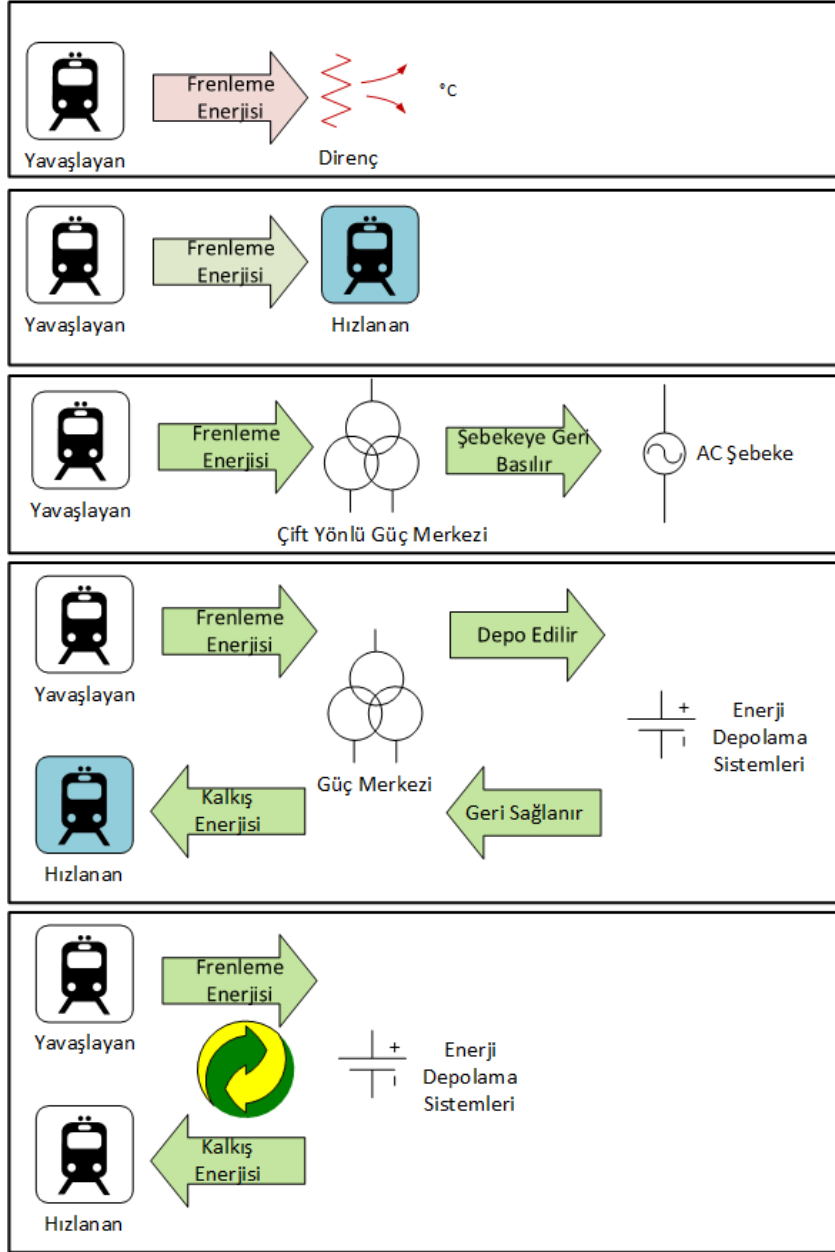
Metro sistemleri için var olan frenleme enerjisinin, ivmelenme için ihtiyaç duyulan toplam ihtiyacın %40'ını karşıladığı tahmin edilmekle birlikte, doğrulama çalışmaları, depolama sistemlerinin rejeneratif frenleme enerjisinin, trenin tükettiği enerjinin %21'ine kadarlık kısmını depo edebileceğini göstermiştir [2]. Daha özele inerek [3] çalışması ile çekiş enerjisi verimliliğin yaklaşık olarak %30 olduğu doğrulanmıştır.

Dünya'da geleneksel elektrikli raylı ulaşım sistemleri (tramvay, metro, yüksek hızlı tren, elektrikli lokomotif vb. araçlar) DA katener (kullanılan standart DA gerilimleri 750 V, 1.5 kV ve 3 kV DA) ve AA katener (16,7 Hz, 25 kV, ...) hatlarından veya her ikisinden birden beslenebilecek şekilde tasarlanmaktadır. Türkiye'de ise metro ve hafif raylı ulaşım araçları, cer (çekiş) çevirgeçleri 750 V DA veya 1500 V DA katener hattından beslenen ve herhangi bir enerji depolama birimi içermeyen sistemlerdir. Bununla birlikte küresel ölçekte enerji tasarrufu amacıyla metro ve hafif raylı ulaşım sistemlerinin 2003 yılından itibaren farklı

enerji depolama birimleriyle donatılması yönünde çeşitli araştırma ve teknoloji geliştirme çalışmaları yürütülmüş ve bu çalışmalar sonucu ortaya çıkan nihai ürünler çeşitli ticari araçlarda yerlerini almaya başlamıştır.

Frenleme enerjisinin geri kazanımı ve/veya katener hattındaki güç kalitesinin iyileştirilmesi amacıyla alınabilecek önlemler aşağıdaki gibi listelenebilmektedir:

1. Her bir ulaşım aracının kontrollü bir enerji depolama sistemi ile donatılması
2. Her bir transformatör istasyonunun kontrollü bir enerji depolama sistemi ile donatılması
3. DA katener hatlarında, eski tesislerde her bir çevirgeç istasyonunun iki yönlü güç akışına izin verecek şekilde yeniden düzenlenmesi veya yeni tesislerde bu amaca uygun olarak donatılması yöntemleriyle gerçekleştirilebilmesidir.



Şekil 1.1 Frenleme Enerjisi Kullanım Senaryoları

AA katener hatlarından beslenen raylı ulaşım araçlarında yukarıda bahsedilen (1) ve (2) no.lu yöntemler enterkonnekte sistemden daha düzgün bir elektriksel güç çekilmesini sağlayacağı gibi, bu çevirgeçlerin filtreleme ve kompanzasyon işlevleri ile donatılması durumunda tüm güç kalitesi problemlerine bir çözüm olacaktır. Bu özelliklere ek olarak, işletme güvenilirliği artacak; özellikle (1) numaralı önlemde, enerji kesintisi durumunda veya ölü bölgelerde, aracın ray üzerinde kalması önlenmiş olacaktır.

DA katener hatlarından beslenen raylı ulaşım sistemlerinde yukarıda sıralanan tüm önlemler öncelikle yüksek boyutlarda bir enerji tasarrufu sağlayacaktır. Buna ek olarak , DA katener hattından düzgün bir güç çekilmesi ve işletme güvenilirliğinin artması diğer avantajlardır. (1) ve (2) no.lu her iki sistem de araç frenleme aşamasında iken enerjiyi depo eder ve ivmelenme anında depo ettiği enerjiyi sisteme geri verir.

Araç üzerine kurulu yapılar Çizelge 1.1 ile gösterildiği gibi özetlenmiştir [4],[5].

Çizelge 1.1 Demiryolu araç ve sistem üreticilerinin geliştirdiği araç üzeri enerji depolama sistemleri

Marka İsmi	Firma	Teknoloji	Özellik	Kullanım
MITRACT	BOMBARDIER	Süperkapasitör	PC:300kW SC:1kWh W:450kg	Mannheim LRV ve Verkehr tramvayı
Sitras MES	Siemens	Süperkapasitör	PC:288kW SC:1kWh W:450kg	Innbruck tramvayı
Citadis	Alstom & CCM	Flywheel	PC:325kW SC:4kWh W:1600kg	Ar-Ge aşamasında
LRV Swimo	Kawasaki	NiMH	PC: 250kW SC: 120kWh W: 3200kg	Sapporo taşımacılık ağı
Alstom	Saft	Ni-MH	-	Fransa Nice şehri treni
Sitras HES	Siemens	Süperkapasitör+Ni- Mh	PC: 288 + 105kW	Lisbon LRV

			SC: 18kWh W:820 + 826kg	
--	--	--	-------------------------------	--

PC: Güç Kapasitesi,SC: Depolama Kapasitesi,W: Ağırlık, LRV:Hafif Raylı Ulaşım Aracı

İstasyonlara monte edilen enerji depo sistemlerinin birkaçı Çizelge 1.2 ile gösterilmiştir. [5]

Çizelge 1.2 Uluslararası üreticilerin geliştirdiği istasyonlara monte edilmiş enerji depolama sistemleri

Marka İsmi	Firma	Teknoloji	Özellik	Kullanım
Sitras® SES	Siemens	Süperkapasitör	SV: 600/750V PC: 700kW SC:2,5kWh	Madrid ve Cologne Hattı
NeoGreen® Power	Adeneo (Adetel)	Süperkapasitör	SV: 750V PC: 300-1000kW SC:1-4kWh	Lyon tramvayı
Powerbridge	Piller Power Systems	Flywheel	SV: 400,1000V PC: 1000kW SC: 5kWh	Hannover ve Rennes metro sistemi
B-CHOP	Hitachi	Li-ion	SV: 600/750,1500V PC: 500–2000 kW SC: N/A	Kobe transit sistemi
Gigacell® BPS	Kawasaki	NiMH	SV: 600, 1500 V PC: N/A SC: 150–400kWh	New York şehri transit ağı

SV: Besleme Gerilimi, SC: Depolama Kapasitesi, PC: Güç Kapasitesi

Trafo istasyonlarına kurulan Sitrat SES sisteminin yılda 500MWh enerji tüketimini azalttığı ve bunun 300 ton CO₂ salınımını azalttığı simülasyon verileri ile gösterilmiştir [2].

Rotterdam Metro Sistemi'nde yukarıda sıralanan (2) ve (3) numaralı önlemler beraberce uygulanmıştır[6]. Depolama birimi olarak süperkapasitör bankası kullanılmıştır.

1.2 Metro ve Hafif Raylı Ulaşım Sistemlerinde Kullanılan Enerji Depolama Sistemlerinin Tanıtımı

Bu tez kapsamında geliştirilen süperkapasitör depolama sisteminin raylı ulaşım Ar-Ge laboratuvarındaki cer motoru sürücüsünün rejeneratif frenlemesi sırasında enerji depolama ve sonra yol alma sırasında bu geri kazanılan enerjiyi kullanarak enerji tasarrufu sağlaması durumlarının gözlemlenmesine dayanmaktadır.

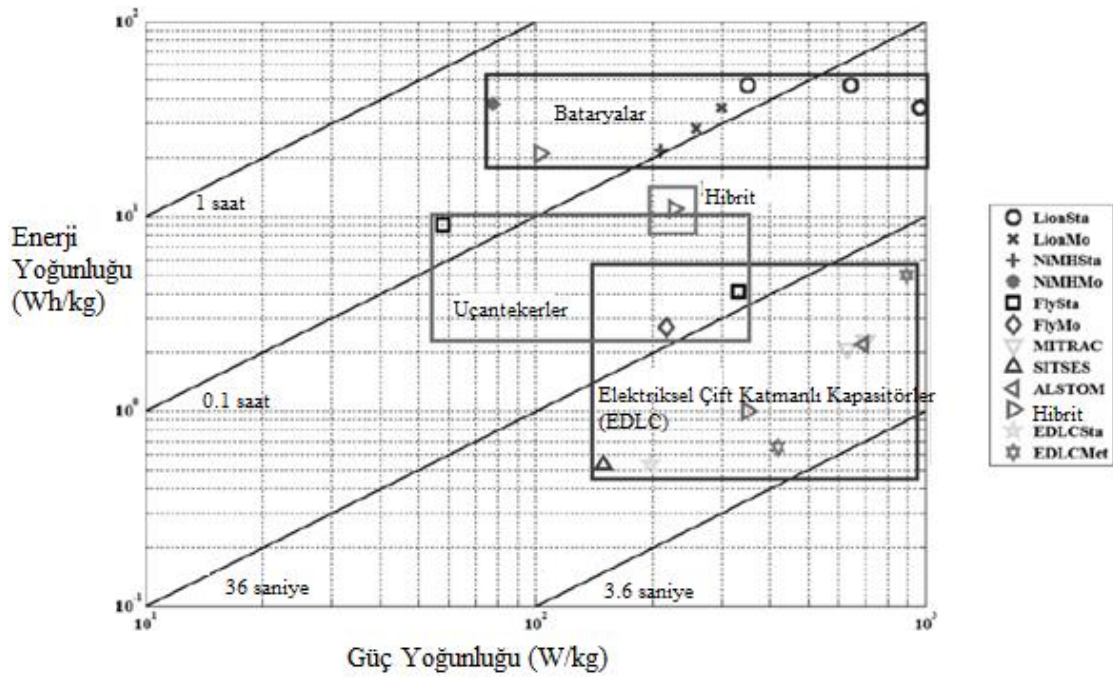
Enerji depolama sistemlerinin bu tez kapsamındaki temel amacı frenlemeden doğan enerjinin geri kazanılarak depo edilmesi ve tekrar kullanılmasıdır. Eğer ulaşım sistemi için kurulan güç kaynağı tersinir olarak çalışıyorsa, depolama sisteminin bu enerjiyi AA şebekeye geri bastığını göreceğiz. Buna karşın ulaşım sistemi için kurulan güç kaynağı tersinir olarak çalışmıyorsa, depolama sisteminin bu enerjiyi yakınlarda bulunan ve ivmelenmeye başlayan diğer bir araca sağladığını göreceğiz. Yakınlarda yol almakta olan bir araç yoksa, geri kazanılan bu enerjinin dengeleme direnci üzerinde harcandığı görülmektedir. Bazı durumlarda ise araç üzerine kurulu enerji depolama sistemleri hızlıca şarj edilerek hızlanma veya katener hattında enerji olmadığı durumlarda kullanılmaktadır.

Son yıllarda, ticari sistemlerde veya AR-GE projelerinde kullanılan depolama sistemleri aşağıda sınıflandırılmıştır:

- a. Süperkapasitör Bankası
- b. Batarya Bankası
- c. Uçanteker

Bu depolama sistemleri yukarıda sınıflandırılan (1) ve (2) numaralı uygulamalarda kullanılabilir.

Enerji depolama sistemleri "Ragone Plot" ile kolayca görselleştirilebilir ve karşılaştırılabilir.



Şekil 1.2 Elektrik Demiryolu Sistemlerinde Kullanılan Enerji Depolama Sistemlerinin "Ragone" Çizimi [2]

Şekil 1.2 ile gösterilen çizimde sabit(Sta) ve hareketli(Mo) olarak kurulan sistemlerin çizim üzerinde işaretlenmesi gösterilmiştir. Li-Ion bataryalar için (Lion), Ni-MH bataryalar için (NiMH), uçan teker için (Fly), süperkapasitörler için (EDLC) ve hem batarya hem süperkapasitör birimlerinin aynı anda kullanıldığı yapılara (Hybrid) kısaltması kullanılmıştır. Bunun yanı sıra çeşitli uygulamaların (MITRAC,SITSES,ALSTOM) hangi depolama birimlerini hangi ölçekte kullanıldığı da işaretlenmiştir. Bu çizimden de anlaşılacağı gibi, EDLC birimleri, uçan teker ve bataryalara göre oldukça kısa deşarj süresine sahiptirler. Bu sebeple hafif raylı ulaşım araçlarında enerji verimliliği ve katener hattında gerilim olmadığı durumlar için uygundur.

Uçan teker sistemlerinin, EDLC ve bataryaların arasında kalan bir deşarj süresine sahip olması onların sadece hatta sürekli elektrik bulunan hatlarda kullanılmasını uygun kılmıştır. Boyutlarının da EDLC' ye göre büyük olması araç üzerine kurulumu için dezavantajlı duruma düşmesine sebep olmaktadır.

Batarya sistemlerinin uzun deşarj süreleri ve yaşam döngülerinin kısa olması sebebiyle durağan trafo istasyonlarda kullanımı uygun olmaktadır. Hibrit sistemler ise sadece EDLC ve sadece batarya kullanılan sistemlere göre daha yüksek performans göstermektedir [2].

1.2.1. Süperkapasitör Sistemleri

Süperkapasitör sistemleri, birden çok hücrenin bir araya getirilmesi ile elde edilmiştir. Temel olarak depolama işlevi gördüğü gibi filtreleme amacı ile de kullanılabilir. Temel olarak depolama işlevi gördüğü gibi filtreleme amacı ile de kullanılabilir.

Süperkapasitör sistemlerinin batarya sistemlerine göre çeşitli avantajları bulunmaktadır. Bunların en temel ikisi, süperkapasitörlerin döngü sayılarına bağlı ömrünün kıyasla uzun olması ve düşük iç direnci sayesinde anlık enerji ihtiyaçlarını hızlı olarak sağlayabilmesidir. Süperkapasitör yapıları uygulamaya bağlı olarak doğabilecek ani enerji talebine, yapısında kimyasal bir reaksiyon barındırmadığı için kıyasla hızlı tepki verebilmektedir. Ayrıca içerisinde oldukça düşük seri iç dirence(ESR) sahip oldukları için daha yüksek akımlarda şarj ve deşarj edilebilirler. Bu da süperkapasitörlerin bataryalara göre şarj/deşarj süresi parametrelerinde üstünlük kurmasını sağlar.

Süperkapasitör yapılarında çekilen deşarj enerjisinin, bu deşarj enerjisini yenilemek için kullanılan şarj enerjisine oranı yüksek akımlarda dahi oldukça yüksektir (%99). Bu da süperkapasitör yapılarının neden daha verimli olduğunu açıklayan bir göstergedir. Ayrıca süperkapasitör yapıları temelde bir kapasitör olarak değerlendirilebildiği için güvenlik açısından tamamen deşarj edilmesi herhangi bir sorun teşkil etmemektedir. Bu özelliği sayesinde güvenilirlik açısından üstünlük sağlamaktadır. Bununla birlikte, süperkapasitör yapıları kimyasal bir reaksiyona sahip olmadığı için geniş çalışma sıcaklık aralığına ve uzun döngü yaşamlarına sahiptirler. Bu sayede performansında çok küçük bir değişim ile binlerce defa şarj deşarj edilebilmektedirler. Ek olarak şarj/deşarj derinliği bir problem yaratmamaktadır. Son olarak süperkapasitör sistemleri, araç üzerine kurulup geri kazanılan frenleme enerjisini depo edebildiği gibi katener hattındaki gerilim düşümlerini azaltmak için trafo merkezlerine de kurulabilmektedir.

1.2.2. Batarya Sistemleri

Elektrokimyasal birimler olan bataryalar, temel olarak güç kaynağı cihazlarıdır ve iki veya daha çok hücrenin bir araya getirilmesiyle oluşturulmaktadır. Batarya teknolojisi yıllar içerisinde hatırı sayılır gelişim göstermiştir. Yıllar içerisinde kurşun-asit bataryaların yerini kıyasla daha yüksek enerji yoğunluğuna sahip Li-Ion ve Ni-MH bataryalar almaktadır. Yüksek performansları sayesinde bu tip bataryalar raylı ulaşım sistemlerinde sıkça kullanılmaktadır [2].

Bataryalar araç üzerine kurulabileceği gibi trafo merkezlerine de kurularak araçların ihtiyaç duyacağı anlık enerji ihtiyacını karşılayabilmektedir. Trafo merkezlerinde DA barayı düzenlemek için kullanılmakla birlikte aynı zamanda DA barada enerji olmadığında baraya enerji de sağlayabilmektedir. İlâveten araç üzerine kurulu batarya sistemleri de aracın frenleme sırasında açığa çıkardığı frenleme enerjisini depo edebilmektedir. Bataryalar DA katener hattında oluşabilecek gerilim düşümünü engellemek için trafo merkezlerinden oldukça uzağa yerleştirilerek de kullanılabilir. Kimi zaman da turistik şehirlerde veya DA bara hatlarının kurulamayacağı bölgelerde, ulaşım aracının enerji ihtiyacını karşılamak için kullanılabilir.

Batarya sistemleri yüksek enerji yoğunluğuna sahip sistemlerdir. Dolayısıyla, uçan teker ve süperkapasitör sistemlere göre daha çok enerji depo ederek yük ihtiyacını karşılayabilmektedirler. Ancak, bu durum bataryaların şarj süresini de uzatmaktadır. Bataryaların diğer bir dezavantajı ise yaşam döngü sayılarının süperkapasitör ve uçan tekerlerin 10'da 1'ine yakın olmasıdır.[7]

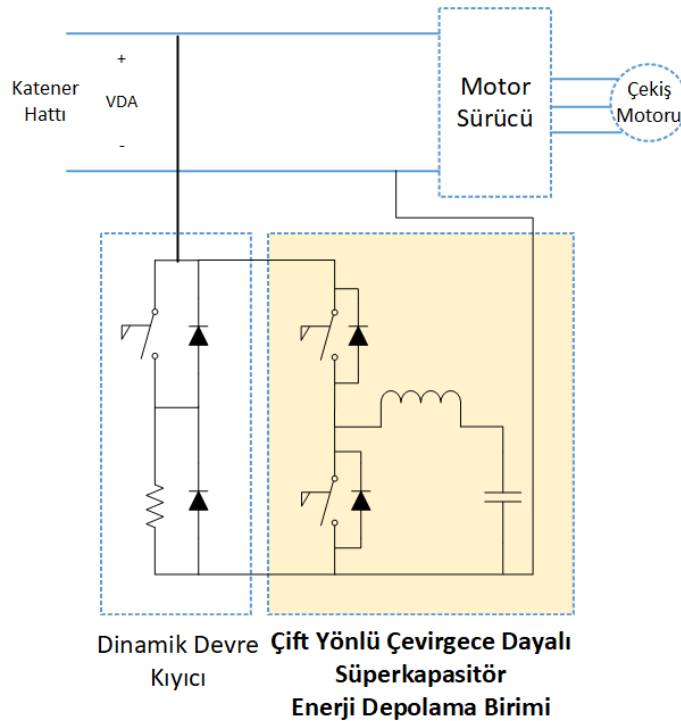
1.2.3. Uçan Teker Sistemleri

Disk şeklindeki bir kütleye sahip cismin manyetik taşıyıcı kullanılarak döndürüldüğü yapılara uçan teker yapıları denir. Döner parça mekanik enerjiyi depo eder ve ihtiyaç halinde bu mekanik enerji elektrik enerjisine dönüştürülebilir. Uçan teker yapıları enerjiyi kinetik olarak depo ettiği için diğer depolama sistemlerine kıyasla daha çok bakıma ihtiyaç duymaktadır. Uçan teker sistemleri büyük ve ağırdır. Özellikle araç üzerine kurulu olanları süperkapasitörlerin ihtiyaç duyduğu alana kıyasla daha yüksek alana ihtiyaç duymaktadır.

Uçan teker sistemlerinin avantajları ise çok geniş bir sıcaklık aralığına sahip olması ve şarj/deşarj enerjisinin hıza bağlı olarak kolayca hesaplanabilmesidir.

1.3 Metro ve Hafif Raylı Ulaşım Sistemleri İçin Araç Üzerine Kurulu Çift Yönlü Çevirgece Dayalı Süperkapasitör Enerji Depolama Sisteminin Tanıtımı

Elektrik motor sistemleri, motorun ilk yol alması anında yüksek yol alma enerjisine ihtiyaç duymaktadır. Bu yüksek enerji ihtiyacı ulaşım araçlarının DA katener hattından yüksek tepe değerinde akım çekmesine sebep olmaktadır. Yüksek tepe değerinde ihtiyaç duyulan akım ray üzerinde yakınlarda bulunan ve o anda frenleme yapan bir aracın katener hattına geri bastığı akım ile karşılanabilir. Fakat, her zaman bu durum gerçekleşmediği için çekilen yüksek akım tepeleri DA katener hattının geriliminin ani olarak düşmesine sebep olabilmektedir. Dolayısıyla, araç üzerine kurulabilecek bir enerji depolama sisteminin varlığı aracın ilk yol alması anında ihtiyaç duyacağı enerjiyi karşılayarak DA katener hattından çekilecek ani akımların önüne geçerek katener hattı gerilim regülasyonunun iyileştirilmesi yönünde katkı sağlayabilecektir. Bu kapsamda kurulacak ve teze konu sistemin çizimi Şekil 1.3 ile gösterilmiştir.



Şekil 1.3 Araç Üzerine Kurulu Enerji Depolama Sistemi Araç Modeli Blok Diyagramı

2. ÇEVİRGEÇ GÜÇ KATININ KAVRAMSAL TASARIMI

2.1. Çift Yönlü Çevirgeç Sisteminin Tasarım Gereksinimleri

Çift yönlü çevirgeç sistemindeki temel gereksinim, sistemin araç yol alma anında iken ihtiyaç duyduğu yol alma enerjisini sağlayabilecek ve araç frenleme anında iken açığa çıkan enerjiyi depolayabilecek ölçekte olmasıdır. Ayrıca araç, katener hattında gerilim olmadığına dahi belirli bir süre düşük güç modunda ilerlemesi gerekmektedir. Dolayısıyla, temel gereksinimler, sistemin güç kapasitesi ve süperkapasitör birimlerinin enerji kapasitesidir. Süperkapasitör birimlerinin enerji kapasitesi [8] çalışması ile katener modeli, ray modeli, araç modeli ve yazılım modeli kullanılarak 540Wh olarak belirlenmiştir. Yine [8] çalışması ile sistemin güç kapasitesi 125kW olarak belirlenmiştir. Ülkemizdeki elektrikli raylı ulaşım sistemlerinde kullanılabilen 750V DA katener hattı, katener gerilimi olarak seçilmiştir. Bu veriler ekseninde ve bu tez kapsamında iki yönlü enerji akışını sağlayabilen IGBT tabanlı yükseltici-indirici tipte süperkapasitör şarj-deşarj çevirgecinin tasarlanması hedeflenmiştir. 540Wh enerji ihtiyacını karşılayabilmek için süperkapasitör birimlerinin geriliminin, sistemin hem indirici moda hem de yükseltici moda çalışabilmesi için 750V DA' dan düşük olması gerekmektedir.

750V DA katener hatlarında görev yapan çekiş sistemlerinin, 500V DA-900V DA arasındaki gerilimlere sürekli olarak, 1000V DA gerilimine 5 dakika süre ile ve 1000V DA-1270V DA arasındaki gerilimlere 20 milisaniye ile 1 saniye arasında dayanabilecek şekilde tasarlanması gerektiği [8] çalışmasında anlatılmaktadır. Dolayısıyla, 500V DA gerilimi sistemin yükseltici moda çalışabileceği en yüksek giriş gerilimi olarak sınırlayıcı bir etkiye sahiptir. Bu sebeple hem katener hattı gerilim seviyeleri hem de mevcut süperkapasitör ticari ürünlerin değerlendirilmesiyle [8] çalışması ışığında 500V geriliminde çıkış süperkapasitör bloğunun oluşturulması amaçlanmıştır. Süperkapasitör geriliminin en düş

ük değeri, süperkapasitörlerin kullanım ömrünü artırmak için 250V olarak önerilmektedir [9]. Çizelge 2.1 ile tasarım gereksinimleri ve göstergeler bildirilmiştir.

Çizelge 2.1 Sistem Gereksinimleri ve Göstergeler

Tanım	Gösterge	Değer
Katener Hattı Gerilimi	V_{kat}	750V DA
En Yüksek Süperkapasitör Bloğu Operasyonel Gerilimi	$V_{sprk,maks}$	500V DA
En Düşük Süperkapasitör Bloğu Operasyonel Gerilimi	$V_{sprk,min}$	250V DA
Endüktör Akım Dalgacığı En Yüksek Çıkış Akımının % Değeri (Tepeden-Tepeye)	$\%_{A,dalgacık}$	<%25
İndirici Tip Dönüştürücü Süperkapasitör Bloğu Anma Şarj Gücü	P_{sprk}	125kW
Yükseltici Tip Dönüştürücü Katener Hattı Çıkış Gücü	P_{kat}	125kW
Anahtar ve Diyot En Yüksek Gerilim Dayanımı, Gerilim Azaltma Oranı En Düşük Değeri	$\%_{V,derating}$	%75
Anahtar ve Diyot Ortalama Akım Dayanımı, Gerilim Azaltma Oranı En Düşük Değeri	$\%_{I,derating}$	%75
Katener Hattı Akımı	i_{kat}	-
Endüktör Akımı	i_l	-
Çevirgeç Orta Nokta Gerilimi	V_{oi}	-
Endüktör Gerilimi	V_l	-

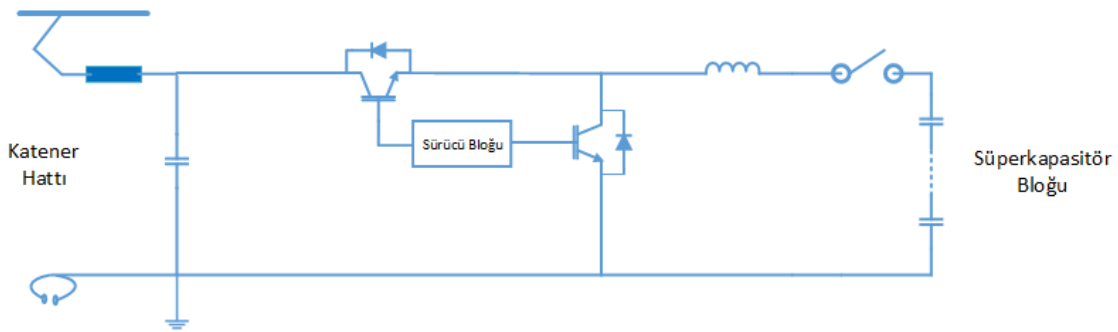
Dönüştürücü tasarımında yarıiletken anahtarlama frekansı IGBT modülün diyot akım dayanımı dikkate alınarak ve bir başlangıç değeri olarak 5kHz frekansı seçilmiştir. Devam

eden bölümlerde tasarım kriteri olarak bu frekans değeri kullanılmıştır. Gösterge olarak f_{anhtr} kullanılmıştır.

2.2. Çift Yönlü Çevirgeç Sisteminin Çalışma Prensibi

Çift yönlü çevirgeç sistemi farklı zaman aralıklarında indirici ve yükseltici tipte çalışarak süperkapasitör şarjını ve deşarjını gerçekleştirmektedir. Çift yönlü çevirgeç sisteminin güç bloğu temel olarak yarım-köprü konfigürasyonuna sahip IGBT modül, hat filtre kondansatörü, endüktör ve süperkapasitör bloğundan oluşmaktadır.

Sistemin çift yönlü çalışmasını sağlayan ana mekanizma DGM sinyallerinin, bir IGBT' den diğer IGBT' ye yönlendirilmesidir. IGBT modül içerisindeki her bir IGBT' ye paralel olarak yerleştirilmiş diyotlar topolojinin ihtiyaç duyduğu serbest dolaşım döngüsünün elde edilmesini sağlamaktadır. Çift yönlü çevirgeç sisteminin hangi modda çalışacağını mikro denetleyici içerisindeki yazılımın aracın frenleme mi yoksa yol alma mı yaptığını gözlemlemesiyle gerçekleştirilmelidir. DGM sinyalleri de yine aynı mikro denetleyici aracılığıyla endüktör akımı, katener gerilimi ve süperkapasitör gerilimi değerleri gözlemlenerek oluşturulmaktadır. DGM sinyallerinin nasıl üretildiği Bölüm 4.1.4 ile açıklanmıştır.



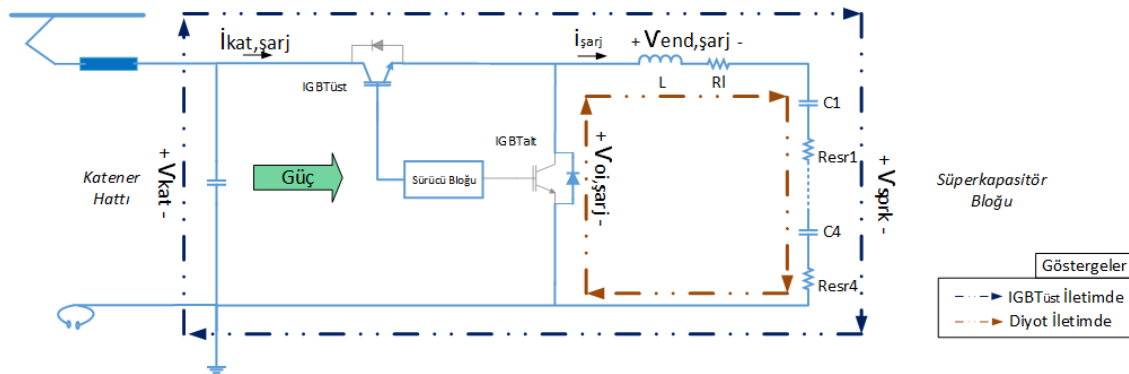
Şekil 2.1 Çift Yönlü Çevirgeç Temel Güç Bloğu Gösterimi

Şekil 2.1 ile çift yönlü çevirgeç üzerinde ana güç bloğunda bulunan güç bileşenleri gösterilmiştir. İki tane ayrı olarak gösterilmiş IGBT birimleri tek bir modül içerisine yerleştirilmiştir. Mikro denetleyici üzerindeki kontrol mekanizması hem indirici tipte hem de yükseltici tipte ortalama akım modu kontrolü kullanarak şarj/deşarjı yönetmektedir. Ortalama akım modu kontrolü, iç döngüde endüktör üzerinden geçen akımın izlenmesini sağlayarak, DGM sinyallerinin oluşturulması mekanizmasına dayanmaktadır. İndirici

modda çalışan çevirgecin dış döngüsü süperkapasitör bloğunun izlenmesiyle, yükseltici modda çalışan çevirgecin dış döngüsü ise katener hattının izlenmesi ile gerçekleştirilmiştir. Süperkapasitör ile endüktör arasında bulunan röle, anahtarlar iletimde değilken ve katener hattı gerilimi süperkapasitör bloğu geriliminden düşük iken süperkapasitör bloğunu izole ederek süperkapasitörlerin diyotlar üzerinden katener hattına doğrudan güç sağlamasını engellenmektedir.

2.2.1. Frenleme Modu Çalışma Prensipleri

Çift yönlü çevirgeç sistemi frenleme modunda indirici tip dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Çevirgeç literatürde “Buck Dönüştürücü” olarak geçer ve bu modda güç akışı katener hattından süperkapasitörlere doğru gerçekleşmektedir. Frenleme modunda dönüştürücü, akım kontrolü kipinde çalışmaktadır. Akım kontrolü, IGBT üzerinden geçen akımı yazılım tarafından daha önceden girilmiş şarj akımı değerinde sınırlayarak süperkapasitör bloğunun istenilen gerilime ulaşana kadar sabit akım altında şarj edilmesini sağlar. Bu modda süperkapasitörlerin şarj yönetimi sürekli sabit akım modunda gerçekleştirilecek şekilde planlanmıştır. Sürekli sabit akım altında şarj yöntemi aynı gücü iletmek için kullanılan süreksiz sabit akım altında şarj yönetimine göre akım tepe değerlerinin ve akım dalgacığının düşürülmesini sağlamaktadır. Akım dalgacığının düşürülmesi sargı kayıplarının önüne geçmekle birlikte aynı zamanda, endüktörde oluşacak daha düşük akı değişimi çekirdek kayıplarını azaltacaktır.



Şekil 2.2 Çevirgecin İndirici Tipte Çalışan Bileşenleri ve Akım Döngüleri

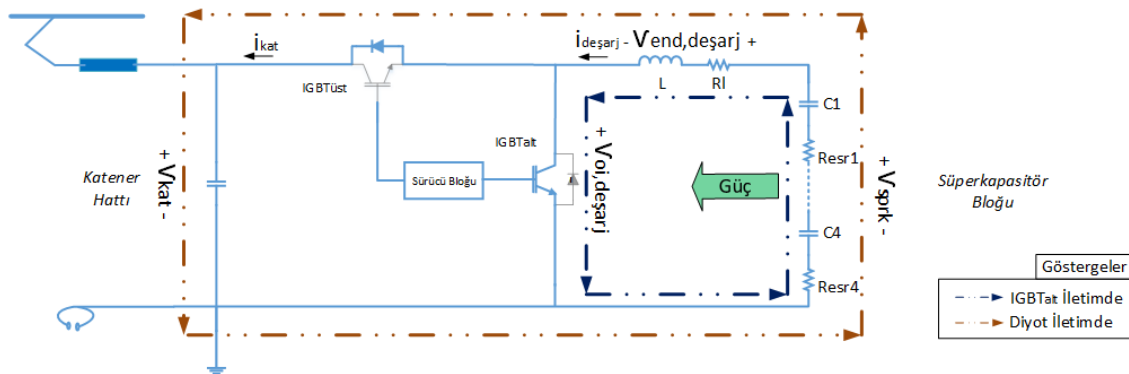
Şekil 2.2 ile çevirgeç indirici tipte çalışırken hangi IGBT' nin ve hangi diyotun aktif olduğu mavi renk ile belirginleştirilmiştir. $IGBT_{üst}$ iletimde olduğunda süperkapasitör bloğu şarj edilir. $IGBT_{üst}$ iletimde değilken, serbest döngü diyotu ileri gerilim gördüğü için

iletime geçer. Bu sayede endüktör üzerinde depolanan enerji kalan döngü süresi boyunca ve $IGBT_{üst}$ iletimde değilken süperkapasitörlerin şarj edilmesini sağlar.

Süperkapasitör bloğundan geçen akımın DA ve AA bileşenleri bulunmaktadır. DA bileşeni yazılım üzerinden mikro denetleyicinin izin verdiği örnekleme aralıkları da dikkate alınarak sürekli olarak kontrol edilmektedir. AA bileşeni temel olarak endüktörün endüktansı, endüktörün üzerindeki gerilim ve sistemin anahtarlama frekansı tarafından belirlenmektedir.

2.2.2. Yol Alma Modu Çalışma Prensipleri

Çift yönlü çevirgeç sistemi yol alma modunda yükseltici tip dönüştürücü olarak çalışmaktadır. Çevirgeç literatürde “Boost Dönüştürücü” olarak geçmektedir. Bu modda frenleme enerjisinden sağlanan geri kazanım ile şarj edilen süperkapasitörlerin depo ettiği enerji kullanılarak aracın ihtiyaç duyduğu yol alma enerjisi karşılanmakta ve güç akışı süperkapasitör bloğundan katener hattına doğru gerçekleşmektedir. Yol Alma modunda dönüştürücü, akım kontrolü kipinde çalışmaktadır. Akım kontrolü $IGBT_{alt}$ üzerinden geçen akımı, yazılım tarafından daha önceden girilmiş deşarj akımı değerinde sınırlayarak süperkapasitör bloğunun katener hattında istenilen gerilime ulaşana kadar sabit akım altında deşarj edilmesini sağlar. Bu mod için de süperkapasitörlerin deşarj yönetimi sürekli sabit akım modunda gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.3 Çevirgecin Yükseltici Tipte Çalışan Bileşenleri ve Akım Döngüleri

Şekil 2.3 ile çevirgecin yükseltici tipte iken hangi IGBT' nin ve hangi diyotun aktif olduğu mavi renk ile belirginleştirilmiştir. $IGBT_{alt}$ iletimde olduğunda süperkapasitör birimi deşarj edilir. $IGBT_{alt}$ iletimde değilken, üst taraftaki serbest döngü diyotu ileri gerilim

gördüğü için iletme geçer. Bu sayede endüktör üzerinde depolanan enerjinin $IGBT_{alt}$ iletimde değilken süperkapasitörlerin deşarj edilmesini gerçekleştirerek katener hattına enerjinin iletilmesini sağlamaktadır.

2.3. Çift Yönlü Çevirgeç Sistemi Tasarım Parametrelerinin Hesaplanması

Çift yönlü çevirgeç sistemi tasarımının amacı hafif raylı ulaşım araçlarında frenleme enerjisinin geri kazanımı, fotovoltaik santrallerde güç regülasyonu vb. değişik uygulamalarda süperkapasitörlere kontrollü olarak enerji depolama amacıyla kullanılabilir olan çift yönlü DA-DA çevirgecin IGBT ve Silisyum Karbür (SiC) güç MOSFET'i tabanlı çalışma frekansı, eklem sıcaklığı, verim gibi parametreler açısından karşılaştırılmasıdır.

Çift yönlü çevirgeç için tek bir sistemin kurulumu, sistem güç bileşenlerinin seçiminde her iki yön için de uygun parametreleri sağlayacak kesişimlerin birlikte değerlendirilmesini gerektirmiştir. İlerleyen bölümlerde sistem gereksinimlerine göre her bir mod için kavramsal tasarım parametrelerinin hesaplanması gerçekleştirilmiştir. Aşağıda kavramsal tasarım aşamasında kullanılan parametreler belirtilmiştir.

Çizelge 2.2 Kavramsal Tasarım Parametrelerinin ve Göstergelerin Tanımlanması

Tanım	Gösterge
İndirici Tip Dönüştürücü, Süperkapasitör Bloğu Anma Şarj Gücü	P_{sprk}
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Katener Hattı Çıkış Gücü	P_{kat}
Katener Hattı Gerilimi	V_{kat}
En Yüksek Süperkapasitör Bloğu Operasyonel Gerilimi	$V_{sprk,maks}$
Süperkapasitör Bloğu Operasyonel Gerilimi	$V_{sprk,opers}$
En Düşük Süperkapasitör Bloğu Operasyonel Gerilimi	$V_{sprk,min}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör Ortalama Akımı	$I_{l,indr}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör Dalgacık En Yüksek Akımı	$I_{l,indr,maks}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör Dalgacık En Düşük Akımı	$I_{l,indr,min}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör RMS Akımı	$\dot{i}_{l,indr,RMS}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, En Yüksek Gerilim En Yüksek Güç için Çıkış Yük Akımı	$I_{yksl,yük}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör Ortalama Akımı	$I_{l,yksl}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör Dalgacık En Yüksek Akımı	$I_{l,yksl,maks}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör Dalgacık En Düşük Akımı	$I_{l,yksl,min}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör RMS Akımı	$\dot{i}_{l,yksl,RMS}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör Akım Dalgacığı İzin Verilen En Yüksek Akımı (Kavramsal tasarım olarak Tepeden-Tepeye)	$\nabla ilpp_{kvrmsl,indr}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör Akım Dalgacığı İzin Verilen	$\nabla ilpp_{kvrmsl,yksl}$

En Yüksek Akımı (Kavramsal tasarım olarak Tepeden-Tepeye))	
İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör Akım Dalgacığı En Yüksek Akımı (Tepeden-Tepeye)	$\nabla ilpp_{indr}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör Akım Dalgacığı En Yüksek Akımı (Tepeden-Tepeye)	$\nabla ilpp_{yksl}$
Endüktör Akım Dalgacığı En Yüksek Değeri, % (Tepeden-Tepeye)	$\%A_{dalgalık}$
Kavramsal Olarak Belirlenecek Endüktörün En Düşük Endüktans Değer	L_{min}
Endüktörün Endüktans Değer	L
Yarıiletken Anahtarlama Frekansı	f_{anhtr}
Yarıiletken Anahtarlama Periyodu	T_{anhtr}
İndirici Tip Dönüştürücü, Yarıiletken En Yüksek İletim Süresi ($IGBT_{üst}$ iletimde)	$T_{indr,ON,maks}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Yarıiletken İletimde Olmayan En Yüksek Süre ($Diyot_{alt}$ iletimde)	$T_{indr,OFF,maks}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Yarıiletken En Düşük İletim Süresi ($IGBT_{üst}$ iletimde)	$T_{indr,ON,min}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Yarıiletken İletimde Olmayan En Düşük Süre ($Diyot_{alt}$ iletimde)	$T_{indr,OFF,min}$
İndirici Tip Dönüştürücü En Yüksek Görev çevrimi En Düşük Görev çevrimi	$D_{indr,maks}$ $D_{indr,min}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Yarı iletken En Yüksek İletim Süresi ($IGBT_{alt}$ iletimde)	$T_{yksl,ON,maks}$

Yükseltici Tip Dönüştürücü, Yarı iletken İletimde Olmayan En Yüksek Süre ($DIYOT_{üst}$ iletimde)	$T_{yksl,OFF,maks}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Yarı iletken En Düşük İletim Süresi ($IGBT_{alt}$ iletimde)	$T_{yksl,ON,min}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Yarı iletken İletimde Olmayan En Düşük Süre ($DIYOT_{üst}$ iletimde)	$T_{yksl,OFF,min}$
İndirici Tip Dönüştürücü En Yüksek Görev çevrimi En Düşük Görev çevrimi	$D_{yksl,maks}$ $D_{yksl,min}$
Sistem Dönüştürücü Verimliliği, %	$\%_{verim}$
Süperkapasitör Bloğu Kapasitans Değeri	$C_{sprk,blok}$
Her Bir Süperkapasitör İçin Kapasitans Değeri	$C_{sprk,bir}$
Süperkapasitör Bloğu RMS Akımı	$i_{sprk,rms}$
Süperkapasitör Bloğu Tam Şarjı İçin (0V'dan 500V'a) Geçen Süre (Saniye)	$\nabla_{tam,şarj}$
Süperkapasitör Bloğu Operasyonel Koşullardaki Şarjı İçin (250V'tan 500V'a) Geçen Süre (Saniye)	$\nabla_{opers,şarj}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Diyot Ortalama Akımı	$I_{f,yksl}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Süperkapasitör Gerilim Dalgacığı (Tepeden-Tepeye)	$\nabla_{vcppindr}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Süperkapasitör Gerilim Dalgacığı (Tepeden-Tepeye)	$\nabla_{vcppyksl}$

2.3.1. Frenleme Modu Kavramsal Tasarımı

Sistem gereksinimleri incelenerek frenleme modu için indirici tip dönüştürücünün kavramsal tasarımı adım adım yapılmıştır. Çizelge 2.1 ile sistem gücü 125kW olarak belirtilmişti. Dolayısıyla, bu kipte endüktör 250A ortalama akımı üzerinden geçirebilecek mimaride olmalıdır. Süperkapasitör bloğunun, şarj oldukça gerilimi artacaktır. Bu da şarj süresi uzadıkça sistemin çıkış gücünün artacağını gösterecektir.

$$I_l = \frac{P_{sprk}}{V_{sprk,maks}} = \frac{125000}{500} = 250A \quad (2.1)$$

Fakat, yazılımsal olarak sağlanan ortalama akım modu kontrolü, endüktör üzerinden geçen akımın her zaman en yüksek 250A'de sınırlandırılmasıyla endüktörün zarar görmesini engelleyecektir.

Frenleme modu indirici tip dönüştürücü olarak çalıştığı için sürekli akım modunda operasyonel en düşük ve en yüksek görev çevrimi aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$D_{indr,maks} = \frac{V_{sprk,maks}}{V_{kat}} = \frac{500}{750} = \sim 0,6667 \quad (2.2)$$

$$T_{indr,ON,maks} = D_{indr,maks} \times T_{anhtr} = 0,6667 \times \frac{1}{5000} = 133,34\mu sn \quad (2.3)$$

$$D_{indr,min} = \frac{V_{sprk,min}}{V_{kat}} = \frac{250}{750} = 0,333 \quad (2.4)$$

$$T_{indr,ON,min} = D_{indr,min} \times T_{anhtr} = 0,333 \times \frac{1}{5000} = 66,66\mu sn \quad (2.5)$$

$$T_{indr,OFF,maks} = T_{anhtr} - T_{indr,ON,min} = (200 - 66,66) \times 10^{-6} = 133,34\mu sn \quad (2.6)$$

$$\nabla ilpp_{indr} \leq 62,5A \quad (2.7)$$

$$L_{min} \geq \frac{(V_{kat} - V_{sprk,maks}) \times D_{dsrc,maks} \times T_{anhtr}}{\nabla ilpp_{indr}} = \frac{(750 - 500) \times 0,6667 \times 2 \times 10^{-4}}{62,5} = 0,53336mH \quad (2.8)$$

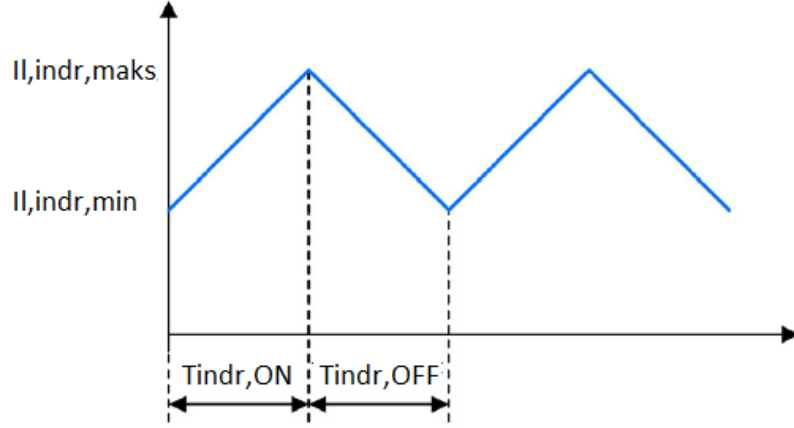
Endüktör için hesaplanmış en düşük endüktans değerini ticari olarak doğrudan bulmak mümkün değildir. Mevcut ticari değerleri de göz önünde bulundurularak endüktör değeri olarak 0,6mH değeri ile kavramsal tasarıma devam edilmiştir. Bu veriler ışığında akım dalgacığı değeri tekrar hesaplanmıştır.

$$L = 0,6mH \quad (2.9)$$

$$\nabla ilpp_{indr} = \frac{(V_{kat} - V_{sprk,maks}) \times D_{indr,maks} \times T_{anhtr}}{L} = \frac{(750 - 500) \times 0,6667 \times 2 \times 10^{-4}}{0,6 \times 10^{-3}} = 55,56A \quad (2.10)$$

$$I_{l,indr,maks} = I_l + \frac{\nabla ilpp_{dsrc}}{2} = 250 + \frac{55,56}{2} = 277,78A \quad (2.11)$$

$$I_{l,indr,min} = I_l - \frac{V_{ilpp,dsrc}}{2} = 250 - \frac{55,56}{2} = 222,22A \quad (2.12)$$



Şekil 2.4 İndirici Tip Dönüştürücü, Endüktör Üzerinden Geçen Akımın Dalga Şekli

Bu veriler ışığında endüktör biriminden ve süperkapasitör bloğundan geçecek şarj akımı (RMS) üçgen dalganın (RMS) eşitliği kullanılarak hesaplanabilmektedir.

$$\begin{aligned} i_{sprk,rms} &= \sqrt{\frac{I_{l,indr,maks}^2 + I_{l,indr,min}^2 + (I_{l,indr,maks} \times I_{l,indr,min})}{3}} \\ &= \sqrt{\frac{277,78^2 + 222,22^2 + (277,78 \times 222,22)}{3}} = 250,5A \end{aligned} \quad (2.13)$$

Sistem tasarım gereksinimlerinde ihtiyaç duyulan süperkapasitör enerji kapasitesi 540Wh, en yüksek süperkapasitör bloğu gerilim 500V olarak [8] çalışması kullanılarak tanımlanmıştır. Bu girdiler ile süperkapasitör bloğunun kurulabilmesi için ürünlerin ticari verileri incelenmiş ve 4 adet seri bağlanabilen 125V anma gerilimine sahip süperkapasitör birimleri [8] çalışması ile önceden belirlenmiştir.

$$C_{sprk,bir} = 63F \quad (2.14)$$

$$C_{sprk,blok} = 15,75F \quad (2.15)$$

Sağlanabilecek en yüksek şarj akımı dikkate alınarak süperkapasitör bloğunun 0V'tan 500V'a ulaşması için geçen süre aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\nabla_{tam,şarj} = \frac{C_{sprk,blok} \times V_{sprk,maks}}{I_l} = \frac{15,75 \times 500}{250} = 31,5sn \quad (2.16)$$

$$\nabla_{opers,şarj} = \frac{C_{sprk,blok} \times V_{sprk,opers}}{I_l} = \frac{15,75 \times 250}{250} = 15,75sn \quad (2.17)$$

İlgili [8] çalışması ile gerek süperkapasitör birimlerinin şarjı için ihtiyaç duyulan en düşük süre, gerekse ticari olarak ulaşılabilen endüktörlerin incelenmesi ile 250A akıma dayanabilen bir endüktörün seçimi uygun görülmüştü.

2.3.2. Yol Alma Modu Kavramsal Tasarımı

Sistem gereksinimleri incelenerek yol alma modu için yükseltici tip dönüştürücünün kavramsal tasarımı adım adım yapılmıştır.

$$I_{yksl,yük} = P_{kat} \div V_{kat} = 125000 \div 750 = 166,7A \quad (2.18)$$

Çizelge 2.1 ile sistem gücü 125kW olarak belirtilmişti. Dolayısıyla, bu kipte dönüştürücü ortalama çıkış akımı 166,7A olarak hesaplanmıştır.

Yükseltici tip dönüştürücünün giriş gerilimi 500V ile 250V arasında değişebilmektedir. Kritik olan endüktör ortalama akımını belirlemek için en düşük ve en yüksek görev çevriminin önceden belirlenmiş olması gerekmektedir.

$$D_{yksl,maks} = 1 - \frac{V_{sprk,min}}{V_{kat}} = 1 - \frac{250}{750} = 0,6667 \quad (2.19)$$

$$T_{yksl,ON,maks} = D_{yksl,maks} \times T_{anhtr} = 0,6667 \times \frac{1}{5000} = 133,34\mu sn \quad (2.20)$$

$$D_{yksl,min} = 1 - \frac{V_{sprk,maks}}{V_{kat}} = 1 - \frac{500}{750} = 0,3333 \quad (2.21)$$

$$T_{yksl,ON,min} = D_{yksl,min} \times T_{anhtr} = 0,333 \times \frac{1}{5000} = 66,66\mu sn \quad (2.22)$$

$$T_{yksl,OFF,maks} = T_{anhtr} - T_{yksl,ON,min} = (200 - 66,66) \times 10^{-6} = 133,34\mu sn \quad (2.23)$$

En yüksek giriş gerilimi için en düşük endüktör akımı ve en düşük giriş gerilimi için en yüksek endüktör akımı hesaplanmaktadır.

Aşağıda sistemin en yüksek giriş geriliminde, en yüksek çıkış gücünü sağlayabilmesi için görülebilecek endüktör ortalama akımı hesaplanmıştır.

$$I_{l,yksl} = \frac{I_{yksl,yük}}{1 - D_{yksl,min}} = \frac{166,7}{1 - 0,333} = 250A \quad (2.24)$$

250A seviyesi aynı zamanda frenleme modu için kullanılacak endüktörün akım değerine eşittir. Dolayısıyla, yükseltici tip dönüştürücü için de 500V giriş geriliminde sistem tam çıkış gücü değeri olan 125kW gücü sağlayabilmektedir.

Fakat süperkapasitör bloğu deşarj oldukça ve operasyonel olarak izin verilen en düşük gerilim olan 250V seviyesine düştükçe, endüktör üzerinden geçen ortalama akım seviyesi artacak ve aşağıda gösterilen hesaplama ile en yüksek güç için 500A seviyesine kadar çıkabilecektir.

$$I_{l,yksl} = \frac{I_{l,yksl,yük}}{1-D_{yksl,maks}} = \frac{166,7}{1-0,6667} = 500A \quad (2.25)$$

Endüktörün dayanabileceği en yüksek akım seviyesi frenleme modu için önceden belirlenmiş seviye olan 250A seviyesidir. Dolayısıyla, süperkapasitör bloğu gerilimi 500V'tan 250V'a düşene kadar endüktör akımının sınırlandırılmasının yazılım tarafından gerçekleştirilmesi gerekmektedir. Yazılımsal olarak gerçekleştirilen ortalama akım modu kontrolü endüktör akımını her zaman en yüksek 250A'de sınırlandırarak endüktörün zarar görmesini engelleyecektir. Buradan çıkarılacak sonuç endüktör akımının yazılım tarafından 250A'ye sınırlandırılması ile sistemin en yüksek görev çevriminde en fazla 62,5kW güç aktarabileceğidir.

Yükseltici tip dönüştürücüde çıkış yük akımı, en yüksek giriş gerilimi altında 166,7A olarak hesaplanmaktaydı. Bu koşulda da yükseltici tip topolojide endüktör giriş tarafta bulunacağı için endüktör ortalama akımı 250A seviyesinde olacaktır.

$$\forall ilpp_{kvrmsl,yksl} \leq 62,5A \quad (2.26)$$

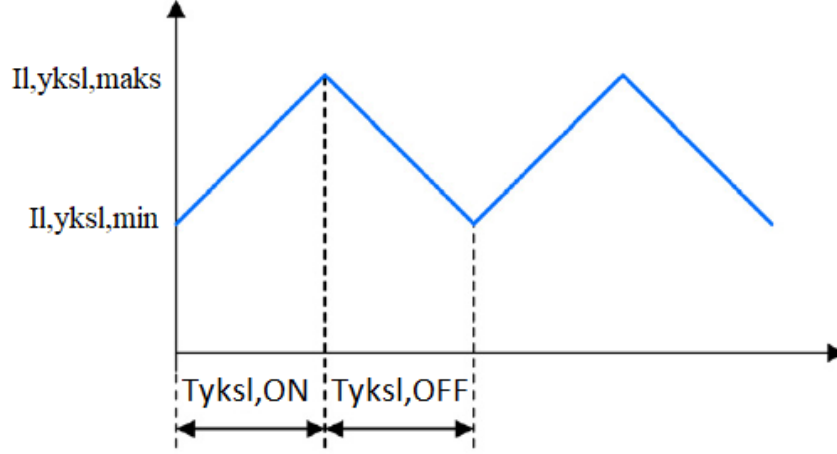
$$L_{min} \geq \frac{V_{sprk,maks} \times (V_{kat} - V_{sprk,maks})}{\forall ilpp_{kvrmsl,yksl} \times V_{kat} \times f_{anhtr}} \geq \frac{500 \times (750 - 500)}{62,5 \times 750 \times 5000} \geq 0,53mH \quad (2.27)$$

Ticari olarak bulunabilen değerleri göz önüne alınarak frenleme modu için seçilmiş endüktör değeri olan 0,6mH değeri yol alma modu için de yeterli görünmektedir.

$$\forall ilpp_{opers,yksl} = \frac{V_{sprk,maks} \times (V_{kat} - V_{sprk,maks})}{L \times V_{kat} \times f_{anhtr}} = \frac{500 \times (750 - 500)}{0,6 \times 10^{-3} \times 750 \times 5000} = 55,56A \quad (2.28)$$

$$I_{l,yksl,maks} = I_{l,yksl} + \frac{\forall ilpp_{opers,yksl}}{2} = 250 + \frac{55,56}{2} = 277,78A \quad (2.29)$$

$$I_{l,yksl,min} = I_{l,yksl} - \frac{\forall ilpp_{opers,yksl}}{2} = 250 - \frac{55,56}{2} = 222,22A \quad (2.30)$$



Şekil 2.5 Yükseltici Tip Dönüştürücü, Endüktör Üzerinden Geçen Akımın Dalga Şekli

Bu veriler ışığında endüktör biriminden ve süperkapasitör bloğundan geçecek şarj akımı (RMS) üçgen dalganın (RMS) eşitliği kullanılarak hesaplanabilmektedir.

$$\begin{aligned}
 i_{L,yksl,rms} &= \sqrt{\frac{I_{L,yksl,maks}^2 + I_{L,yksl,min}^2 + (I_{L,yksl,maks} \times I_{L,yksl,min})}{3}} \\
 &= \sqrt{\frac{277,78^2 + 222,22^2 + (277,78 \times 222,22)}{3}} = 250,5A \quad (2.31)
 \end{aligned}$$

Frenleme modu kavramsal tasarımında da belirtildiği gibi 500V anma gerilimi ve 540Wh enerji depolama kapasitesine sahip süperkapasitör bloğu belirlenmişti. Yol Alma modunda süperkapasitör birimlerinden akım çekimi gerçekleşecektir. Süperkapasitör birimlerinden çekilen akım, süperkapasitörlerin gerilimini düşürecektir. Çıkış gücünün sabit olduğu değerlendirilirse, süperkapasitörlerin gerilimi düştükçe endüktör üzerinden geçen akımın artması beklenecektir. Fakat endüktörün dayanabileceği akım 250A olarak sınırlandırılacağı için çıkış gücü sürekli düşecektir. Çıkış gücünün aracın ilk yol alma anında en yüksek seviyesini görüp zaman içinde düşeceği de motor yol alma sistemlerinden beklenen bir durumdur. Dolayısıyla, ilgili [8] çalışması ile de yol alma modunda yükseltici tip dönüştürücünün gücünün motor yol alma için kullanılacağı gösterilmektedir.

3. ÇEVİRGEÇ GÜÇ KATI BİLEŞENLERİNİN BELİRLENMESİ ve TANITIMI

3.1. Süperkapasitör Birimleri ve Bloğu

Süperkapasitör birimlerinin elektriksel boyutlandırılması Bölüm 2 ile gösterilmiştir. Her biri 125V anma gerilimine, 63F kapasitans değerine ve 140Wh enerji depolama kapasitesine sahip birimlerin seçilmesi firmaların ticari ürün verileri de incelenerek belirlenmiştir. Bu veriler ışığında “Maxwell Technologies” firmasının “BMOD0063 P125 B08” modeli seçilmiştir. Bu ürün firmanın ağır taşımacılık uygulamalarında önerdiği ürünlerden biridir. Dört adet süperkapasitör biriminin seri şekilde bağlanması ile 500V anma gerilimine sahip süperkapasitör bloğu elde edilmiştir.

Her bir süperkapasitör birimi içerisinde, her birinde 8 ultra kapasitör dizisine sahip toplam 6 grup bulunmaktadır. Dolayısıyla, süperkapasitör birimi her biri 2,6V gerilimine ve 2,9Wh enerji depolama kapasitesine sahip 48 adet hücreden oluşmaktadır[9]. Süperkapasitör birimlerinin kritik parametreleri Çizelge 3.1 ile gösterilmiştir.

Çizelge 3.1 Süperkapasitör Özellikleri

Parametre	Değer
Anma Gerilimi	125V
En Yüksek Gerilim	136V
Anma Kapasitans Değeri	63F
En Yüksek Başlangıç Eşdeğer Seri Direnç Değeri (ESR)	18mΩ
Depo Enerjisi	140Wh
Öngörülen Çevrim Ömrü (25°C)	1 milyon çevrim
Güç Yoğunluğu	1700W/kg

En Yüksek Akım (Operasyonel)	1900A
Operasyonel Sıcaklık Aralığı (Hücre Kılıfı Sıcaklığı)	-40°C ile 65°C
Soğutma	Hava
Hava Soğutma ile Termal Direnç (R_{ca} , kılıf-ortam)	0,04°C/W

Süperkapasitör birimlerinin her birinin içerisinde 18mΩ değerinde eşdeğer seri direnç bulunmaktadır. Dört adet süperkapasitör biriminin seri bağlandığı durumda da toplam eşdeğer seri iç direnç değeri, ara bağlantı dirençleri hariç 72mΩ olacaktır. Toplam eşdeğer seri iç direnç, kapasitör üzerinden geçen dalgacık akımının etkisiyle süperkapasitör üzerinde gerilim dalgacığı oluşturacaktır.

$$\nabla v_{cpp_{indr}} = \nabla i_{lpp_{indr}} \times 0,072 = 55,56 * 0,072 = 4V \quad (3.1)$$

$$\nabla v_{cpp_{yksl}} = \nabla i_{lpp_{yksl}} \times 0,072 = 55,56 * 0,072 = 4V \quad (3.2)$$

$\nabla v_{cpp_{indr}}$ ve $\nabla v_{cpp_{yksl}}$ sırasıyla indirici ve yükseltici tip dönüştürücü için süperkapasitör bloğunda görülen gerilim dalgacığıdır.

Süperkapasitör birimlerinin soğutulması için her birinin üzerinde 24V geriliminde çalışabilen fanlar bağlanmıştır. Fanların her biri 2.3A değerine kadar akım çekebilmektedir [9]. Dolayısıyla, tüm bu güç ihtiyacını karşılamak için şebeke gerilimi ile çalışabilen, 24V çıkış gerilim ve 15A akım çıkış kapasitesine sahip hazır AA-DA dönüştürücüler satın alınıp kullanılmıştır.



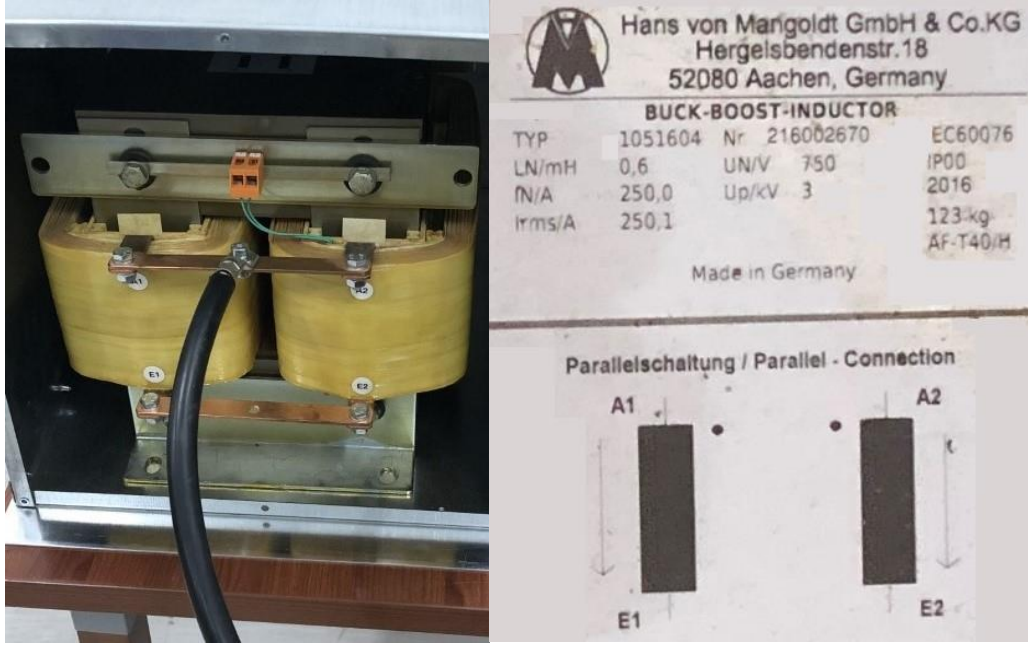
Şekil 3.1 BMOD0063 P125 B08 Süperkapasitör Birimi

Süperkapasitörlerin her birinin en yüksek gerilim dayanımı 136V'tur. Yazılımda iç döngü için girilen en yüksek görev döngüsü değeri 0,69 olarak seçilmiştir. Bu değer indirici tip topoloji için çıkış geriliminin değerini en yüksek 517,5V değerinde sınırlandırılmasını sağlayacaktır. Dolayısıyla, yazılım kontrol döngüsünden kaynaklanabilecek olası bir hatalı sinyal üretiminde PI döngüsü içine girilen en yüksek görev döngüsü değerinin sınırlandırılması, (dengeli yük dağılımı koşulunda) her bir süperkapasitörde en yüksek 129V görülmesini sağlayarak kapasitörlerin zarar görmesini engelleyecektir. Bu değer de süperkapasitörlerin en yüksek gerilim dayanımı değerinin yaklaşık %5 daha düşüğü olacaktır. Bu strateji olası denetleyici hatalarına karşı yazılımsal olarak alınan ek bir güvenlik önlemi olarak belirlenmiştir.

3.2. Endüktör Birimi

Endüktör birimlerinin elektriksel boyutlandırılması Bölüm 2 ile anlatılmıştır.

Endüktör, anahtarlamalı güç kaynaklarında enerji depolama ve filtreleme için kullanılmaktadır. Enerji, endüktör üzerinden geçen akım vasıtasıyla manyetik alanda depolanmaktadır. Dolayısıyla, endüktörden geçen akım endüktörün iç direncinde ve endüktörün çekirdeğinde güç tüketimine sebep olur. İç direnç kayıpları sargı dirençlerinden, çekirdek kayıpları ise endüktöre uygulanan AA gerilimin sebep olduğu akı değişiminden kaynaklanmaktadır.



Şekil 3.2 Endüktör Görseli ve Endüktör Üzerindeki Markalama Etiketinin Görseli

Bölüm 2 ile sistem güç gereksinimine göre endüktör ortalama akımı 250A ve en düşük endüktör değeri 0,53mH olarak hesaplanmıştır. Ticari olarak bulunabilen veriler dikkate alınarak 0,6mH endüktans değerine ve 250A akım için içerisinde hava boşluğu bulunan demir nüve endüktör tedarik edilmiştir.

3.3. Uygulanabilir Yarı İletkenlerin Değerlendirilmesi ve Seçilmesi

Anahtarlamalı güç kaynaklarının en kritik bileşenlerinden biri olan güç anahtarının yarı iletken teknolojisi ve anahtarın karakteristik verileri hem güç kaynağının verimliliği hem de güç kaynağının güç yoğunluğu tasarım parametreleri için kritik önem taşımaktadır. Kullanım alanına ve kullanılan yarıiletken malzemesine göre çeşit çeşit güç anahtarları geçmişten günümüze üretilmiştir. Yarıiletken teknolojisinin gelişiminde önce tristörler ve güç transistörleri kullanılmaktayken günümüzde MOSFET ve IGBT yapıları en yaygın kullanılan güç anahtarlarıdır. Bu kapsamda teze konu olarak, MOSFET ve IGBT güç anahtarları seçilmiştir. MOSFET ve IGBT güç anahtarları da kendi içlerinde kullanılan malzemeye göre çeşitlilik göstermektedir.

MOSFET ve IGBT teknolojilerinin değerlendirilmesinden önce kullanılacak güç anahtarında görülecek akım ve gerilim değerlerinin belirlenmesi gerekmektedir. Şekil 2.2 ve Şekil 2.3 ile dönüştürücünün kendi içinde oluşturduğu çalışma kipleri gösterilmiştir. Dönüştürücüler CCM altında çalıştığı için dalga şekilleri buna göre çıkarılmıştır.

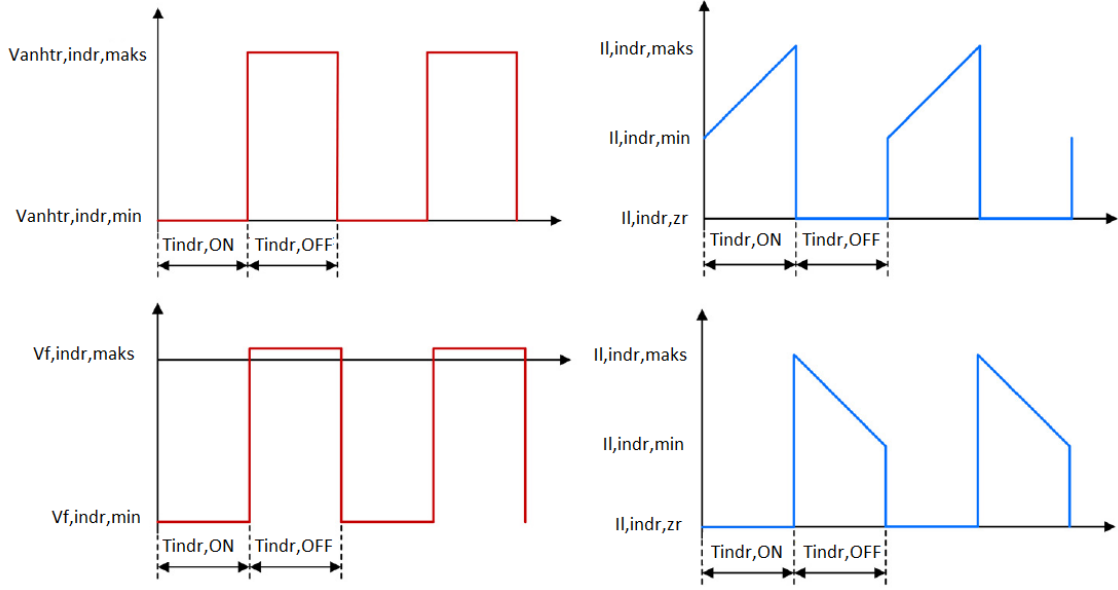
Bölüm 3 içinde hesaplamalarda kullanılan parametreler aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

Çizelge 3.2 Yarı İletken Parametrelerinin ve Göstergelerin Tanımlanması

Tanım	Sembol
İndirici Tip Dönüştürücü, Anahtar Terminallerinde (Üst) Görülebilecek En Yüksek Gerilim(V)	$V_{anhtr,indr,maks}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anahtar Terminallerinde (Üst) Görülebilecek En Düşük Gerilim(V)	$V_{anhtr,indr,min}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Diyot Terminallerinde (Alt) Görülebilecek En Yüksek Gerilim(V)	$V_{f,indr,maks}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Diyot Terminallerinde (Alt) Görülebilecek En Düşük Gerilim(V)	$V_{f,indr,min}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Diyot(Alt) İletimde İken Anahtar(Üst) Akımı(A)	$I_{l,indr,zr}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anahtar(Üst) İletimde İken Diyot(Alt) Akımı(A)	$I_{f,indr,zr}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Diyot(Alt) En Yüksek Ortalama Akımı(A)	$I_{f,ort,indr}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anahtar(Üst) En Yüksek Ortalama Akımı(A)	$I_{anhtr,ort,indr}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anahtar Terminallerinde (Alt) Görülebilecek En Yüksek Gerilim(V)	$V_{anhtr,yksl,maks}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anahtar Terminallerinde (Alt) Görülebilecek En Düşük Gerilim(V)	$V_{anhtr,yksl,min}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Diyot Terminallerinde (Üst) Görülebilecek En Yüksek Gerilim(V)	$V_{f,yksl,maks}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Diyot Terminallerinde (Üst)	$V_{f,yksl,min}$

Görülebilecek En Düşük Gerilim(V)	
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Diyot(Üst) İletimde İken Anahtar(Alt) Akımı(A)	$I_{l,yksl,zr}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anahtar(Alt) İletimde İken Diyot(Üst) Akımı(A)	$I_{f,yksl,zr}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Diyot(Üst) En Yüksek Ortalama Akımı(A)	$I_{f,ort,yksl}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anahtar(Alt) En Yüksek Ortalama Akımı(A)	$I_{anhtr,ort,yksl}$
İndirici ve Yükseltici Tip Dönüştürücü, Diyot Temas Gerilimi(V)	$V_{f,diyot}$
Kolektör-Emitör Doyma Gerilimi (Collector-Emitter Saturation Voltage)	$V_{CE,sat}$
Kolektör-Emitör Maksimum Gerilimi (Collector-Emitter Maximum Voltage)	$V_{CE,maks}$
Savak-Kaynak Doyma Gerilimi (Drain-Source Saturation Voltage)	$V_{DS,sat}$
Savak-Kaynak Maksimum Gerilimi (Drain-Source Maximum Voltage)	$V_{DS,maks}$

Şekil 3.3 ile indirici tip dönüştürücünün anahtarında ve diyotunda görülmesi beklenen dalga şekilleri gösterilmiştir.



Şekil 3.3 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT ve Diyot Beklenen Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

İndirici tip dönüştürücü için anahtar ve diyotun görebileceği kritik seviyeler aşağıda hesaplanmıştır.

$$V_{anhtr,indr,maks} = V_{kat} + V_{f,diyot} \quad (3.3)$$

Temelde üstteki denklem ile anahtarın görebileceği en yüksek gerilim seviyesi hesaplanabilmektedir. Burada önemli birkaç nokta vardır. Bunlardan biri katener hattı gerilimidir. Katener hattı gerilimi tasarım aşamasının genelinde 750V DA olarak değerlendirilmektedir, fakat katener hattı gerilimi hat üzerindeki bozulmalardan dolayı 1000V DA seviyesine kadar çıkabilmektedir.

750V DA katener hatlarında çalışan çekiş sistemlerinin, 500V-900V arasındaki gerilimlere sürekli olarak, 1000V gerilimine 5 dakika süre ile ve 1000V-1270V arasındaki gerilimlere 20msn ile 1sn arasında dayanabilecek şekilde tasarlanması gerektiği [8] çalışmasında anlatılmaktadır. Buna ek olarak da kullanılacak anahtarlama modülünde bir gerilim azaltması oranı uygulanmalıdır. Bu tez kapsamında sistem gereksinimlerinde de tanımlandığı gibi gerilim azaltma oranı olarak %75 değeri uygulanmıştır. Bu gerilim azaltma oranının uygulanması ile IGBT için $V_{CE,maks}$ ve MOSFET için $V_{DS,maks}$ değerlerinin %75'i teorik olarak elde edilen $V_{anhtr,indr,maks}$ değerinden yüksek olmalıdır.

Serbest döngünün sağlanabilmesi için anahtarlara paralel diyotların bulunması gerekmektedir. Bu anti paralel diyotlar iletimde değilken üzerinde ters gerilim görürler ve bu da diyotları zorlamaktadır.

$$V_{f,indr,min} = -V_{kat} \quad (3.4)$$

Yine katener hattı gerilimi ve anahtarlara uygulanması gereken gerilim azaltma oranı değerlendirilerek ticari olarak bulunan ürünler kapsamında 1700V dayanma gerilimine sahip IGBT ve MOSFET modülleri seçilmektedir.

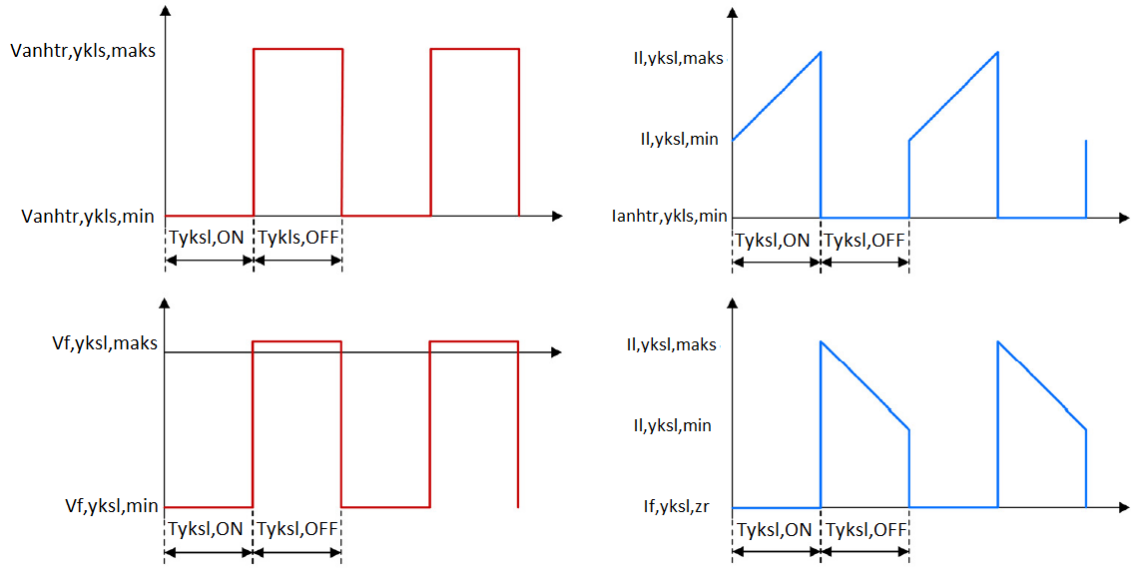
Gerilim dayanımının yanı sıra akım dayanımı da yarı iletkenler için bir diğer kritik parametredir. En yüksek çıkış gücü için anahtar ve diyot üzerinden geçebilecek en yüksek akım seviyeleri aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned} I_{anhtr,ort,indr} &= \frac{i_{l,indr,maks} + i_{l,indr,min}}{2} \times T_{indr,ON,maks} \times f_{anhtr} \\ &= \frac{277,78+222,22}{2} \times 133,34 \times 10^{-6} \times 5000 = 166,675A \end{aligned} \quad (3.5)$$

$$\begin{aligned} I_{f,ort,indr} &= \frac{i_{l,indr,maks} + i_{l,indr,min}}{2} \times T_{indr,OFF,maks} \times f_{anhtr} \\ &= \frac{277,78+222,22}{2} \times 133,34 \times 10^{-6} \times 5000 = 166,675A \end{aligned} \quad (3.6)$$

$I_{anhtr,ort,indr}$ değeri anahtar için en yüksek görev çeviriminde oluşurken yani süperkapasitör geriliminin 500V olduğu seviyede, $I_{f,ort,indr}$ değeri ise en düşük görev çevirimi durumunda yani süperkapasitör geriliminin 250V olduğu seviyede oluşmaktadır. Dolayısıyla anahtar ve diyot akım parametresi belirlenmesinde tepe akımı 277,78A' den daha yüksek olan ve 166,675A ortalama akımdan fazlasına sürekli dayanabilecek bir diyot ve anahtar seçimi yapılmalıdır. Buna ek olarak da kullanılacak modülde bir gerilim azaltması oranı uygulanmalıdır. Bu tez kapsamında sistem gereksinimlerinde de tanımlandığı gibi gerilim azaltma oranı olarak %75 değeri uygulanmıştır. Bu gerilim azaltma oranının uygulanması ile IGBT için I_C ve MOSFET için I_D değerlerinin %75'i $I_{anhtr,ort,indr}$ ve $I_{f,ort,indr}$ değerinden yüksek olmalıdır.

Akım değerleri ve gerilim azaltma oranı değerlendirilerek ticari olarak bulunan ürünler kapsamında 300A akım değerine dayanabilen IGBT ve MOSFET modülleri seçilmiştir.



Şekil 3.4 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT ve Diyot Beklenen Gerilim ve Akım Dalga Şekilleri

Şekil 3.4 ile indirici tip dönüştürücünün anahtarında ve diyotunda görülmesi beklenen dalga şekilleri gösterilmiştir.

Yükseltici tip dönüştürücü için anahtar ve diyotun görebileceği kritik seviyeler aşağıda hesaplanmıştır.

$$V_{anhtr,yksl,maks} \leq V_{sprk,maks} + V_{f,diyot} \leq 500 + 10 = 510V \quad (3.7)$$

Diyot temas gerilimi seçilecek modüle bağlı olsa da 10V'tan düşük olacağı değerlendirilmektedir.

$$V_{f,yksl,min} = -V_{kat} = -750V \quad (3.8)$$

Anahtar ve diyot gerilim dayanımı için indirici tip dönüştürücünün daha zorlayıcı olduğu görülmektedir.

$$\begin{aligned} I_{anhtr,ort,yksl} &= \frac{i_{l,dşrc,yksl} + i_{l,yksl,min}}{2} \times T_{yksl,ON,maks} \times f_{anhtr} \\ &= \frac{277,78+222,22}{2} \times 133,34 \times 10^{-6} \times 5000 = 166,675A \end{aligned} \quad (3.9)$$

$$\begin{aligned} I_{f,ort,yksl} &= \frac{i_{l,yksl,maks} + i_{l,yksl,min}}{2} \times T_{yksl,OFF,maks} \times f_{anhtr} \\ &= \frac{277,78+222,22}{2} \times 133,34 \times 10^{-6} \times 5000 = 166,675A \end{aligned} \quad (3.10)$$

Yükseltici ve indirici tip dönüştürücü için anahtar ve diyot akım değerleri aynı çıktığı için indirici tip için belirlenmiş yarıiletken seçim kısıtları geçerliliğini korumaktadır.

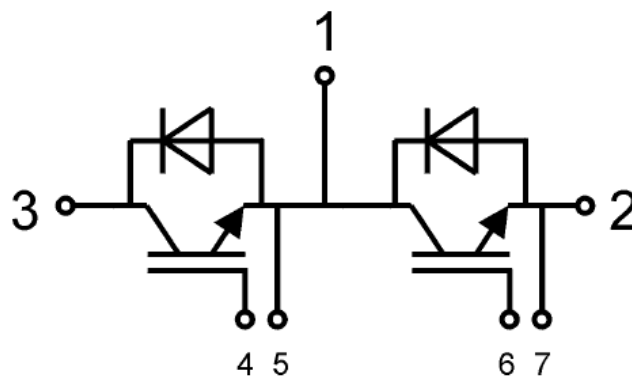
Tüm hesaplamalar ışığında anahtarın ana güç taşıyan bloğunun 300A akım taşıma kapasitesine ve 1700V dayanma gerilimine sahip olması gerektiği değerlendirilerek uygun modül seçimi yapılmıştır.

3.3.1. IGBT ve Sürücü Özellikleri

IGBT (İzole Kapılı Bipolar Tranzistör), adından da anlaşılacağı gibi yüksek empedans kontrol terminali ile tranzistör yapısının birleştirildiği ve uygulanan gerilim ile akımının kontrol edilebildiği bir güç elektroniği cihazdır. IGBT genel olarak Kapı(G), Kolektör(C) ve Emitör(E) olmak üzere üç adet terminalden oluşmaktadır.

3.3.1.1. IGBT Modülün ve Sürücünün Seçilmesi

Tez çalışmasının bir diğer amacı da aynı pakette ve aynı akım/gerilim değerlerine sahip IGBT kullanılarak tasarlanmış güç dönüştürücüsünün yarıiletkeninin; SiC MOSFET ile değiştirilerek verimliliğinin kıyaslanmasıdır. Uygun karşılaştırmanın sağlanabilmesi için SiC MOSFET modülünde olduğu gibi yarım köprü yapısının kullanılması IGBT modülü için de geçerlidir. IGBT modülü için yarım köprü yapısı Şekil 3.5 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.5 Yarım Köprü IGBT Yapısı

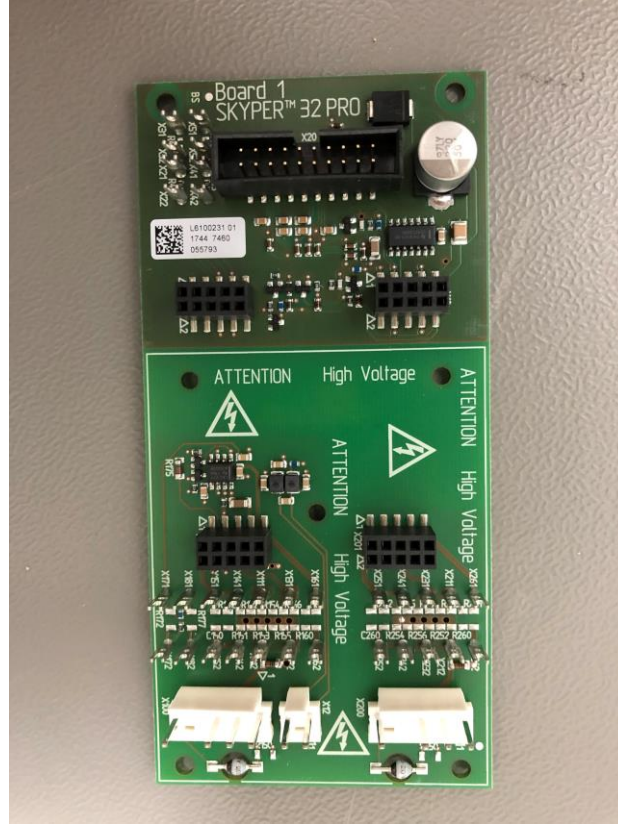
IGBT modülünün seçiminde kullanılan en temel parametre $V_{CE,max}$ dayanımı ve I_C akımı dayanımı olmuştur. Bölüm 3.3 ile anlatıldığı gibi, gerilim dayanımı $V_{CE,max}$ 1700V seviyesinde ve anma akım dayanımı I_C 300A seviyesinde olacak şekilde IGBT modül

seçilmiştir. Buna ek olarak $V_{CE,maks}$ dayanımı kıyaslanacak $V_{DS,maks}$ dayanımı için ve I_C dayanımı kıyaslanacak I_D dayanımı için ticari olarak bulunan en yakın değerler dikkate alınarak belirlenmiştir. Dolayısıyla, dayanımları en yakın cihazlar kullanılarak daha doğru bir kıyaslama yapılması hedeflenmiştir. Bu sebeplerle “SKM300GB17E4” parça numaralı IGBT modül seçimi yapılmıştır.

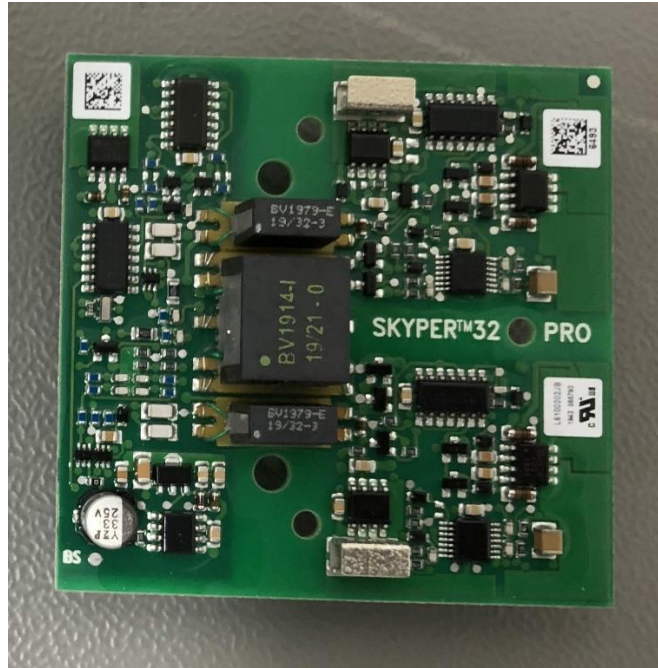


Şekil 3.6 IGBT Modül Görseli

IGBT sürücü seçiminde kullanılan en temel parametre sürücünün izole bir yapı ile sürüş sağlaması, $V_{CE,maks}$ dayanımı ve V_{CEstat} gözlemlene koruması olup olmadığı olmuştur. Tabii ki bunlara ek olarak IGBT modülün çıkabileceği en yüksek anahtarlama frekansı ve IGBT modüle uygun sürüşe izin verecek iki sürüş kanalına sahip olması da önemlidir. Bu sebeplerle “SKYPER 32 PRO R” ve “Board 1 SKYPER 32PRO R” parça numaralı IGBT sürücü modül/uygulama adaptör kartı seçimi yapılmıştır.



Şekil 3.7 “Board 1 SKYPER 32PRO R” IGBT Sürücü Arayüz Kartının Görseli



Şekil 3.8 “SKYPER 32 PRO R” IGBT Sürücü Kartının Görseli

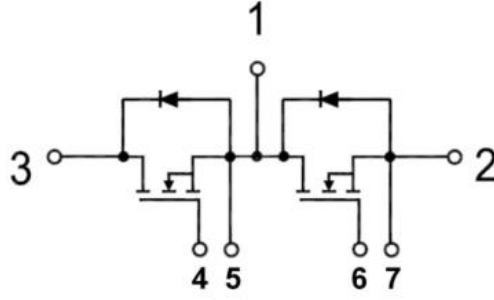
“Board 1 SKYPER 32PRO R” asıl sürücü için adaptör kart olarak çalışmaktadır. Üzerinde kapı aç/kapat direnci ayarı, dinamik kısa devre koruması direnci ayarı, kolektör seri direnç ayarı ve yumuşak kapanış ayar direnci seçenekleri bulundurmaktadır. Bu iki kartın teknik özellik dokümanı Ek 4 ve Ek 5 ile gösterilmiştir.

Kapı aç/kapat direnci ayarı için kapı kapasitans şarj-deşarj operasyonu temel parametredir. Kapı direnci en temelde kapı kondansatörünün şarj-deşarj süresini, şarj tepe akımını, anahtarlama kayıplarını ve elektromanyetik girişimi etkilemektedir. Dolayısıyla ilgili direncin seçimi anahtarlama frekansına, yarıiletken teknolojisine ve sürücü akım kapasitesine bağlı olarak seçilmelidir.

IGBT sürücüsünün kapı direnci kullanıcıya bırakılmıştır. Buna ek olarak IGBT modül içerisinde dahili kapı direnci olarak $2,1\Omega$ kullanılmıştır. IGBT sürücü kapı aç gerilimi 15V ve kapat gerilimi -7V değerindedir. IGBT sürücüsünde kapı direnci olarak 4Ω kullanılmıştır. Kolektör seri direnç ayarı için iki tane seçenek mevcuttur. 1200V operasyon için 0Ω , 1700V operasyon için $1k\Omega$ olarak ayarlanması gerektiği katalogta bildirilmiştir. Ürünün 1700V'a dayanabilmesi için $1k\Omega$ direnci seçilmiştir. Dinamik kısa devre koruması direnci için V_{CEstat} 5V olarak belirlenerek direncin değeri $21,5k\Omega$ olarak hesaplanmıştır. Dinamik kısa devre koruması için ilgili 220pF değerinde bir kondansatörün kullanılmıştır. Ayrıca bu devrenin çalışabilmesi için BY203/20S parça numaralı diyot da kullanılmıştır. Bu seçimlerde tasarım kriteri olarak kullanılan IGBT'nin kısa devre akımına dayanım süresinin $9\mu sn$ olduğu değerlendirilerek belirlenmiştir. Yumuşak kapanma devresi bir kısa devre anında kapı kapat direncine seri bir direnç değeri eklenerek kapının yumuşak kapatılmasını sağlar. Bu devre di/dt değerini düşürerek, V_{ce} üzerinde daha düşük bir anlık gerilimin oluşmasını sağlar. Devre bu seri direnci yaklaşık $10\mu sn$ 'lik bir zaman diliminde kullanır. Yumuşak kapanma devresinin ayarlanması için direnç değeri olarak kapı kapat direncine yakın bir direnç seçilmiştir.

3.3.1.2. SiC MOSFET Modülün ve Sürücünün Seçilmesi

Hali hazırda tasarımı bitmiş [8] çalışmasına konu olan SiC MOSFET modülü yarım köprü yapısındadır. SiC MOSFET modül için yarım köprü yapısı Şekil 3.9 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.9 Yarım Köprü SiC MOSFET Yapısı

Bu yarım köprü yapısının avantajı tek bir modül içerisinde ikişer adet SiC MOSFET ve SiC diyot yapılarının bulunmasıdır. 3,4 ve 1 numaralı terminaller arasında kalan MOSFET üst tarafta bulunacağı için yani indirici tip dönüştürücünün anahtarı olacağı için bu MOSFET'in sürülmesi için izole bir sürücüye ihtiyaç duyulmaktadır. Çünkü, 1 numaralı terminal anahtar iletimdeyken dönüşe göre giriş gerilimini, anahtar iletimde değilken de diyotun ileri geri besleme geriliminin negatifini görecektir. Dolayısıyla, sürücünün bir sonraki anahtarlama döngüsünde MOSFET'i açabilmesi için MOSFET'in Kaynak terminalinde görülen gerilime elektriksel olarak dayanabilmesi gerekmekte ve hatta bu gerilime göre MOSFET Kapı terminaline 15V sağlayabilmelidir. 1,2 ve 5 numaralı terminaller arasında kalan MOSFET alt tarafta bulunacağı için yani yükseltici tip dönüştürücünün anahtarı olacağı için bu MOSFET'i açmak için izole bir sürücüye ihtiyaç yoktur. Fakat, sistemde oluşan gürültülerin sürücü kartına ve oradan da kontrol kartına yayılmasını azaltmak için izole bir sürücü yapısının kullanılması gerekmektedir. Ticari olarak bulunan sürücüler katener hattı gerilimine ve kullanılacak MOSFET yapılarına göre üretici firmalar tarafından önerilmiştir.

Bölüm 3.3 ile MOSFET için ihtiyaç duyulan gerilim ve akım dayanımlarının yanı sıra üstte anlatılan yarım köprü mimarisi yapılarının avantajlarını dikkate alarak; ticari olarak bulunabilen veriler incelenmiş ve "CREE" firmasının "CAS300M17BM2" parça numaralı SiC MOSFET modülünün kullanımına [8] çalışması ile karar verilmiştir. Yine [8] çalışması ile bu modülün sürücüsü için ise firmanın önerdiği ve transformatörlü izole bir sürücü mimariye sahip "CGD15HB62P1" parça numaralı "CREE" firmasının sürücüsünün kullanımına karar verilmiştir. EK 1 ve EK 2 ile ilgili MOSFET modül ve sürücünün teknik özellik belgelerinin bir bölümü paylaşılmıştır.



Şekil 3.10 SiC MOSFET Modül ve Sürücüsü Görseli

SiC MOSFET sürücüsünün kapı direnci katalogda 10Ω olarak belirtilmiştir. Buna ek olarak SiC MOSFET modül içerisinde dahili kapı direnci olarak $3,7\Omega$ kullanılmıştır. SiC MOSFET sürücü kapı aç gerilimi 20V ve kapat gerilimi -5V değerindedir.

3.3.2. IGBT ve SiC MOSFET Modüllerinin Kıyaslanması

Güç elektroniği uygulamalarında sistem verimliliğini sınırlayan ve dönüştürücünün en temel bileşenlerinden biri olan güç anahtarının teknolojisi sistem performansı açısından oldukça kritiktir. Teze konu olan Si IGBT ve SiC MOSFET yarıiletkenlerinin her ikisinde de yüksek empedans kontrol terminali bulunmaktadır. IGBT yarıiletkenlerinin iletim durumu güç kayıplarını düşüktür. SiC MOSFET yarıiletkenlerinin ise Si IGBT yarıiletkenlerine göre anahtarlama kayıpları oldukça düşüktür.

Teze konu her iki yarıiletken için aşağıdaki bölümde yapılan teorik güç kaybı hesapları ile IGBT, SiC MOSFET 'e göre kıyasla yarıiletkeninin iletim kayıplarının kıyasla düşük, anahtarlama kayıplarının ise yüksek olduğu görülmektedir.

3.3.3. Güç Yarı İletkenlerinin Kayıplarının Hesaplanması

Güç yarıiletkenleri iletme geçerken, iletimden çıkarken ve iletimde iken üzerlerinde güç harcamaktadır. MOSFET ve IGBT yapıları izole bir kapı bulundurduğu için tam iletime geçme ve tam iletimden çıkma sürelerine sahiptirler. Bu süre kapı-kaynak/kapı-emitör kondansatörünün büyüklüğüne ve bu kondansatörün şarj olma süresine bağlı olarak değişiklik göstermektedir. Bu tür kayıplar anahtarlama kayıpları olarak geçmektedir.

Bunun yanı sıra MOSFET ve IGBT yarıiletkenleri iletim süresi boyunca üzerlerinde belirli bir gerilim düşümü oluştururlar. Yarıiletkenlerin üzerlerinde görülen bu gerilimin ve akımın çarpımına bağlı olarak iletim kayıpları oluşmaktadır. İletim süresi boyunca görülen bu kayıp da iletim durumu kaybı olarak adlandırılmaktadır.

Yarıiletkenlerin, üzerlerindeki kayıplar ne kadar düşük ise daha yüksek anahtarlama frekanslarına çıkabilmek mümkün olmaktadır. Bu sayede aynı gücü daha düşük boyutlu ve daha hafif bileşenlerle tasarlayabilmek mümkün olmaktadır. Güç kayıplarının hesaplanmasında aşağıdaki eşitliklerden faydalanacaktır.

Çizelge 3.3 Yarıiletkenler Güç Kaybı Genel Hesabı Anlatımı İçin Kullanılan Simgeler

Tanım	Simge
IGBT' nin İletim Durumunda Üzerinde Görülen Gerilim	$V_{iletim,IGBT}$
IGBT' nin Katalogda Belirtilen Çip Seviyesi Kolektör-Emitör Gerilimi	$V_{chip,ce}$
Yarıiletken Anahtarının Anma Gücü Koşulunda İletim Durumunda Üzerinden Geçen Akım	I_{iletim}
IGBT' nin Katalogda Belirtilen Çip Seviyesi Kolektör-Emitör Direnç Değeri	$r_{ce,igbt}$
IGBT' nin İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{iletim,kaybi,IGBT}$
SiC MOSFET' in İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{iletim,kaybi,SiC}$
SiC MOSFET' in Katalogda Belirtilen İletim Durumu Direnci	$R_{ds,sic}$
Yarıiletken Anahtarının görev çevirimi	D
Yarıiletken Anahtarının Katalogda Belirtilen İletime Geçme Enerjisi	E_{on}
Yarıiletken Anahtarının Katalogda Belirtilen İletimden Çıkma Enerjisi	E_{off}

Yarıiletken Anahtarının Katalogda Belirtilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjileri Toplamı	E_{ref}
Yarıiletkenin Anahtarının İstenilen Çalışma Koşulu Altında (Hesaplanmış) İletime Geçme ve Çıkma Enerjileri Toplamı	E_{anhtr}
IGBT' nin İstenilen Çalışma Koşulunda Kolektör Akımı	I_c
IGBT' nin Katalogda Belirtilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjileri İçin Uygulanan Kolektör Test Akımı	I_{cref}
IGBT' nin İstenilen Çalışma Koşulunda Kolektör-Emitör Gerilimi	V_{cc}
IGBT' nin Katalogda Belirtilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjileri İçin Uygulanan Kolektör-Emitör Test Gerilimi	V_{ccref}
Yarıiletken Anahtarının Akım Bağlılığı Üssü	K_i
Yarıiletken Anahtarının Gerilim Bağlılığı Üssü	K_v
Yarıiletkenin Anahtarlama Kaybı Sıcaklık Katsayısı	TC_{sw}
Yarıiletkenin Eklem Sıcaklığı	T_j
Yarıiletkenin Katalogda Belirtilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjileri İçin Eklem Sıcaklığı	T_{jref}
Yarıiletken Anahtarının Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{anhtr,kaybi}$
Yarıiletken Anahtarlama Frekansı	f_{anhtr}
Yarıiletken Diyotunun Hesaplanan Temas Gerilimi	$V_{f,diyot}$
Yarıiletken Diyotunun Katalogda Belirtilen Çip Seviyesi Diyot Temas Gerilimi	$V_{chip,f}$
Yarıiletken Diyotunun Katalogda Belirtilen Çip Seviyesi Diyot İletim Durumu Direnci	r_f

Yarıiletken Diyotunun İletim Durumunda İken Üzerinde Geçen Akım	$I_{f,diyot}$
Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{diyot,iletim kaybı}$
Yarıiletken Diyotunun İstenilen Çalışma Koşulu Altında (Hesaplanmış) Ters Toparlanma Enerjisi	$E_{diyot,rr}$
Yarıiletken Diyotunun Katalogda Belirtilen Diyot Ters Toparlanma Enerjisi	E_{rr}
Yarıiletken Diyotunun İstenilen Çalışma Koşulunda Diyot Akımı	I_f
Yarıiletken Diyotunun Katalogda Belirtilen Ters Toparlanma Enerjisi İçin Uygulanan Diyot Akımı	I_{fref}
Yarıiletken Diyotunun İstenilen Çalışma Koşulunda Üzerinde Gördüğü Ters Gerilim	V_{rr}
Yarıiletken Diyotunun Katalogda Belirtilen Ters Toparlanma Enerjisi İçin Uygulanan Ters Gerilim	V_{rrref}
Yarıiletken Diyotunun Diyotun Ters Toparlanma Kaybı Güç Değeri	$P_{diyot,rr}$

Aşağıda IGBT için anahtar iletim durumu ortalama güç kaybı gösterilmiştir.

$$V_{iletim,IGBT} = V_{chip,ce} + I_{iletim} \times r_{ce,igbt} \quad (3.11)$$

$$P_{iletim,kaybı,IGBT} = V_{iletim,IGBT} \times I_{iletim} \times D \quad (3.12)$$

Aşağıda SiC MOSFET için anahtar iletim durumu ortalama güç kaybı gösterilmiştir.

$$P_{iletim,kaybı,SiC} = I_{iletim}^2 \times R_{ds,sic} \times D \quad [10] \quad (3.13)$$

Aşağıda anahtar toplam ortalama anahtarlama güç kaybı gösterilmiştir. Buradaki, anahtarlama enerjisi çalışma koşuluna göre farklılık göstereceği için bir oranlama işlemi kullanılmıştır.

$$E_{ref} = E_{on} + E_{off} \quad (3.14)$$

$$E_{anhtr} = E_{ref} \times \left(\frac{I_c}{I_{cref}} \right)^{K_i} \times \left(\frac{V_{cc}}{V_{ccref}} \right)^{K_v} \times (1 + T_{csw} \times (T_j - T_{jref})) \quad [13] \quad (3.15)$$

K_i yerine IGBT yarıiletkeni için 1 değeri, diyot için 0,5 ile 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır. K_v IGBT yarıiletkeni için 1,2 ile 1,4 arasında bir değeri, diyot için 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır. T_{csw} yerine IGBT yarıiletkeni için 0,003 değeri, diyot için 0,5 ile 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır.

$$P_{anhtr,kaybi} = E_{anhtr} \times f_{anhtr} \quad (3.16)$$

Diyotların üzerindeki güç kayıpları için diyotların üzerinden geçen akıma bağlı olarak çizdirilmiş diyot temas gerilim düşümüne ihtiyaç duyulmaktadır. Buna bağlı olarak diyotların üzerindeki iletim durumu ortalama güç kayıpları aşağıdaki gibi gösterilebilir.

$$V_{f,diyot} = V_{chip,f} + I_{iletim} \times r_f \quad (3.17)$$

$$P_{diyot,iletim kaybi} = V_{f,diyot} \times I_{f,diyot} \times D \quad (3.18)$$

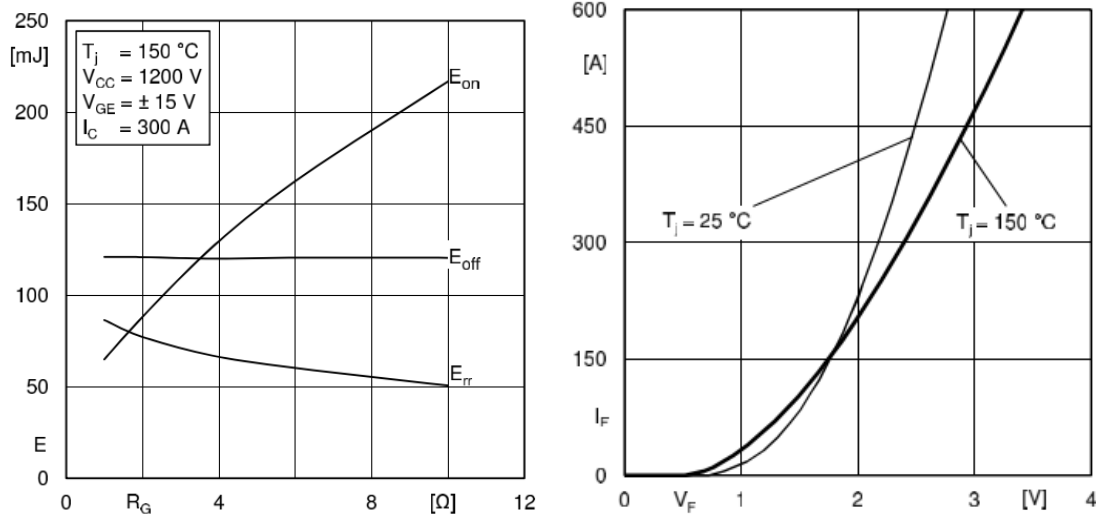
Silikon diyotların anahtarlama kayıpları ters gerilim kayıpları olarak gerçekleşmektedir.

$$E_{diyot,rr} = E_{rr} \times \left(\frac{I_f}{I_{fref}} \right)^{K_i} \times \left(\frac{V_{rr}}{V_{rrref}} \right)^{K_v} \times (1 + T_{csw} \times (T_j - T_{jref})) \quad [13] \quad (3.19)$$

$$P_{diyot,rr} = E_{diyot,rr} \times f_{anhtr} \quad (3.20)$$

3.3.3.1. Seçilmiş IGBT Modülün Frenleme Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması

Seçilmiş IGBT modül için anahtarının ve diyotun anahtarlama kaybı için karakteristik verileri Şekil 3.11 ile gösterilmiştir.



Şekil 3.11 IGBT ve Diyot Karakteristikleri [14]

IGBT modül güç anahtarı kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{indr,maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çizelge 3.4 IGBT Modül İndirici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri

Tanım	Simge
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin İletim Durumunda Üzerinde Görülen Gerilim	$V_{indr,iletim,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmin,iletim,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmaks,iletim,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme Enerjisi	$E_{indr,on,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletimden Çıkma Enerjisi	$E_{indr,off,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	$E_{indr,ref,toplam,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Hesaplanmış İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	$E_{indr,IGBT,anhtr,toplam}$

İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmin,anhtr,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmaks,anhtr,IGBT}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Hesaplanan Temas Gerilimi	$V_{f,indr,IGBT-diyot}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmin,iletim,IGBT-diyot}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmaks,iletim,IGBT-diyot}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Hesaplanmış Diyot Ters Toparlanma Enerjisi	$E_{indr,IGBT-diyot,toplam}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Ters Toparlanma Kaybı Güç Değeri	$P_{rr,indr,IGBT-diyot}$

Çip seviyesi kolektör-emitör direnci aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

Çizelge 3.5 IGBT Modül IGBT için Çip Seviyesi Kolektör-Emitör Direnç Değerleri [14]

Tanım	Koşul		En Düşük	Nominal	En Yüksek	Birim
r_{ce}	$V_{GE} = 15V$	$T_j = 25^\circ C$	-	3,65	4,33	m Ω
		$T_j = 150^\circ C$	-	5,33	6,00	m Ω

IGBT modül anahtar güç kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{indr,maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

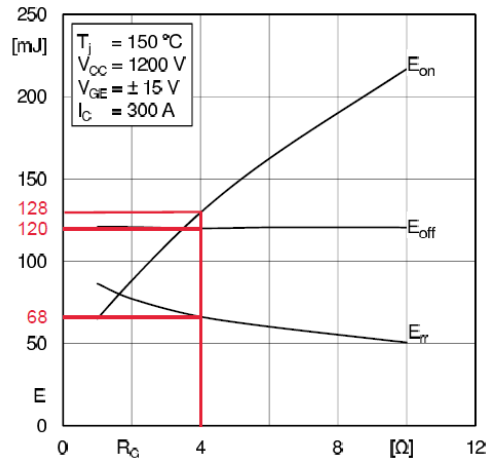
$$V_{indr,iletim,IGBT} (250A, 150^\circ C) = V_{chip,ce} + I_{iletim} \times r_{ce,igbt}$$

$$= 0,7V + 5,3m\Omega \times 250A = 2,025V \quad (3.21)$$

$$P_{indr,dmaks,iletim,IGBT} = V_{indr,iletim,IGBT} \times I_{iletim} \times D_{indr,maks}$$

$$= 2,025V \times 250A \times 0,667 = 338W \quad (3.22)$$

IGBT modül içerisinde dahili olarak 2,1 Ω değerinde kapı direnci bulunmaktadır. Bölüm 3.3.1.1'de anlatıldığı gibi IGBT sürücü için harici kapı direnci olarak 4 Ω kullanılmıştır.



Şekil 3.12 Kapı Direncine Göre Enerji Kayıpları

Şekil 3.12 kullanılarak anahtar açılış enerjisi olarak E_{on} değeri 128mJ ve E_{off} değeri 120mJ olarak seçilmiştir. Fakat çalışma gerilimi ve çalışma akımı katalogta verilen değerlerden oldukça düşüktür. [13] çalışması ile bu enerjinin uygulama koşuluna göre nasıl

güncellenebileceği hakkında açıklamalar bulunmaktadır. Bu çalışma ışığında aşağıdaki hesaplamalar kullanılabilir.

IGBT için, aşağıdaki eşitlikler kullanılabilir.

$$E_{igbt,anhtr,toplam} = E_{ref,toplam,igbt} \times \left(\frac{I_c}{I_{cref}}\right)^{K_{i_{igbt}}} \times \left(\frac{V_{cc}}{V_{ccref}}\right)^{K_{v_{igbt}}} \times (1 + TC_{sw} \times (T_j - T_{jref})) \quad [13] \quad (3.23)$$

K_i yerine IGBT yarıiletkeni için 1 değeri, diyot için 0,5 ile 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır. K_v IGBT yarıiletkeni için 1,2 ile 1,4 arasında bir değeri, diyot için 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır. TC_{sw} yerine IGBT yarıiletkeni için 0,003 değeri, diyot için 0,5 ile 0,6 arasında bir değer yazılmıştır.

$$E_{ref,toplam,igbt} = E_{on,igbt} + E_{off,igbt} = 128mJ + 120mJ = 248mJ \quad (3.24)$$

$$E_{igbt,anhtr,toplam} = 248mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1.2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = 108,7mJ \quad (3.25)$$

$$P_{indr,dmaks,anhtr,igbt} = E_{igbt,anhtr,toplam} \times f_{anhtr} = 0,1087 \times 5000 = 543,5W \quad (3.26)$$

IGBT modül diyot güç kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{indr,maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Diyot iletim kayıpları için katalogda belirtilen diyot direnci değeri kullanılarak iletim durumu güç kayıpları hesaplanmıştır.

Çizelge 3.6 IGBT Modül Diyot için Çip Seviyesi İletim Değerleri [14]

Tanım	Koşul (Çip Seviyesi)	En Düşük	Nominal	En Yüksek	Birim
V_{F0}	$T_j = 25^\circ C$	-	1,32	1,56	V
	$T_j = 150^\circ C$	-	1,08	1,22	V
r_F	$T_j = 25^\circ C$	-	2,3	2,8	mΩ
	$T_j = 150^\circ C$	-	3,5	4,5	mΩ

Çizelge 3.6 kullanılarak aşağıdaki hesaplamalar yapılmıştır.

$$V_{f,IGBT-diyot} = V_{chip,f} + I_{iletim} \times r_f = 1,08V + 3,5m\Omega \times 250A = 1,955V \quad (3.27)$$

$$\begin{aligned} P_{iletim,indr,IGBT-diyot} &= V_{f,IGBT-diyot} \times I_{f,diyot} \times (1 - D_{indr,maks}) \\ &= 1,955V \times 250A \times 0,333 = 163W \end{aligned} \quad (3.28)$$

$$E_{IGBT-diyot,toplam} = 68mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^{0,5} \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{0,6} (1 + 0,005 \times (125 - 150)) = 41mJ \quad (3.29)$$

$$P_{rr,indr,IGBT-diyot} = E_{IGBT-diyot,toplam} \times f_{anhtr} = 0,041J \times 5000 = 205W \quad (3.30)$$

IGBT modül güç anahtarı kayıpları en düşük görev çevrimi ($D_{indr,min}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çip seviyesi kolektör-emitör direnci aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} V_{iletim,IGBT} (250A, 150^\circ C) &= V_{chip,ce} + I_{iletim} \times r_{ce,IGBT} \\ &= 0,7V + 5,3m\Omega \times 250A = 2,025V \end{aligned} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} P_{indr,dmin,iletim,IGBT} &= V_{iletim,IGBT} \times I_{iletim} \times D_{indr,min} \\ &= 2,025V \times 250A \times 0,333 = 168,6W \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$E_{IGBT,anhtr,toplam} = 248mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1,2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = 108,7mJ \quad (3.33)$$

$$P_{indr,dmin,anhtr,IGBT} = E_{IGBT,anhtr,toplam} \times f_{anhtr} = 0,1087 \times 5000 = 543,5W \quad (3.34)$$

IGBT modül diyot güç kayıpları en düşük görev çevrimi ($D_{indr,min}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Diyot iletim kayıpları için katalogta belirtilen diyot direnci değeri kullanılarak iletim durumu güç kayıpları hesaplanmıştır.

$$V_{f,diyot} = V_{chip,f} + I_{iletim} \times r_f = 1,08V + 3,5m\Omega \times 250A = 1,955V \quad (3.35)$$

$$P_{indr,dmin,iletim,IGBT-diyot} = V_{f,diyot} \times I_{f,diyot} \times (1 - D_{indr,min})$$

$$= 1,955V \times 250A \times 0,6667 = 325,85W \quad (3.36)$$

$$E_{IGBT-diyot,toplam} = 68mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^{0,5} \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{0,6} (1 + 0.005 \times (125 - 150)) = 41mJ \quad (3.37)$$

$$P_{rr,indr,IGBT-diyot} = E_{IGBT-diyot,toplam} \times f_{anhtr} = 0,041J \times 5000 = 205W \quad (3.38)$$

Çizelge 3.7 IGBT Modül Frenleme Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları

Koşul	Si-IGBT Kayıpları		Si-Diyot Kayıpları		TOPLAM KAYIP
	İletim Kayıpları (W)	Anahtarlama Kayıpları (W)	İletim Kayıpları (W)	Ters Toparlanma Kayıpları (W)	
$D_{indr,maks} = 0,67$ ($V_{kat} = 750V,$ $V_{sprk,maks} = 500V$)	338	543,5	163	205	1249,5
$D_{indr,min} = 0,33$ ($V_{kat} = 750V,$ $V_{sprk,maks} = 250V$)	168,6	543,5	325,85	205	1242,9

3.3.3.2. Seçilmiş IGBT Modülün Yol Alma Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması

Yol Alma modunda ilgili giriş çıkış gerilimlerine bağlı olarak elde edilen görev çevrimleri aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$D_{yksl,min} = 1 - \frac{V_{sprk,maks}}{V_{kat}} = 1 - \frac{500}{750} = 0,3333 \quad (3.39)$$

$$D_{yksl,maks} = 1 - \frac{V_{sprk,maks}}{V_{kat}} = 1 - \frac{250}{750} = 0,6667 \quad (3.40)$$

Çizelge 3.8 IGBT Modül Yükseltici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri

Tanım	Simge
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin İletim Durumunda Üzerinde Görülen Gerilim	$V_{yksl,iletim,IGBT}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmin,iletim,IGBT}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmaks,iletim,IGBT}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme Enerjisi	$E_{yksl,on,IGBT}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletimden Çıkma Enerjisi	$E_{yksl,off,IGBT}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	$E_{yksl,ref,toplam,IGBT}$

Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; IGBT' nin Kapı Direncine Göre Hesaplanmış İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	$E_{yksl,IGBT,anhtr,toplam}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmin,anhtr,IGBT}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; IGBT' nin Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmaks,anhtr,IGBT}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Hesaplanan Temas Gerilimi	$V_{f,yksl,IGBT-diyot}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmin,iletim,IGBT-diyot}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmaks,iletim,IGBT-diyot}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Hesaplanmış Diyot Ters Toparlanma Enerjisi	$E_{yksl,IGBT-diyot,toplam}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Ters Toparlanma Kaybı Güç Değeri	$P_{rr,yksl,IGBT-diyot}$

IGBT modül güç anahtarı kayıpları en küçük görev çevrimi ($D_{yksl,min}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çip seviyesi kolektör-emitör direnci aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} V_{yksl,iletim,IGBT} (250A, 150^{\circ}C) &= V_{chip,ce} + I_{iletim} \times r_{ce,igbt} \\ &= 0,7V + 5,3m\Omega \times 250A = 2,025V \end{aligned} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} P_{yksl,dmin,iletim,IGBT} &= V_{yksl,iletim,IGBT} \times I_{iletim} \times D_{yksl,min} \\ &= 2,025V \times 250A \times 0,3333 = 168,73W \end{aligned} \quad (3.42)$$

$$E_{yksl,ref,toplam,igbt} = E_{yksl,on,igbt} + E_{yksl,off,igbt} = 128mJ + 120mJ = 248mJ \quad (3.43)$$

$$\begin{aligned} E_{yksl,igbt,anhtr,toplam} &= 248mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1,2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = \\ &108,7mJ \end{aligned} \quad (3.44)$$

$$P_{yksl,dmin,anhtr,igbt} = E_{igbt,anhtr,toplam} \times f_{anhtr} = 0,1087 \times 5000 = 543,5W \quad (3.45)$$

IGBT modül diyot kayıpları en küçük görev çevrimi ($D_{yksl,min}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Diyot iletim kayıpları için katalogda belirtilen diyot direnci değeri kullanılarak iletim durumu güç kayıpları hesaplanmıştır.

$$V_{f,yksl,IGBT-diyot} = V_{chip,f} + I_{iletim} \times r_f = 1,08V + 3,5m\Omega \times 250A = 1,955V \quad (3.46)$$

$$\begin{aligned} P_{yksl,dmin,iletim,IGBT-diyot} &= V_{f,yksl,IGBT-diyot} \times I_{f,diyot} \times (1 - D_{yksl,min}) \\ &= 1,955V \times 250A \times 0,6667 = 325,85W \end{aligned} \quad (3.47)$$

$$\begin{aligned} E_{yksl,IGBT,diyot,toplam} &= 68mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^{0,5} \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{0,6} (1 + 0,005 \times (125 - 150)) = \\ &41mJ \end{aligned} \quad (3.48)$$

$$P_{rr,yksl,IGBT-diyot} = E_{yksl,IGBT,diyot,toplam} \times f_{anhtr} = 0,041J \times 5000 = 205W \quad (3.49)$$

IGBT modül güç anahtarı kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{yksl,maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çip seviyesi kolektör-emitör direnci aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} V_{yksl,iletim,IGBT} (250A, 150^{\circ}C) &= V_{chip,ce} + I_{iletim} \times r_{ce,igbt} \\ &= 0,7V + 5,3m\Omega \times 250A = 2,025V \end{aligned} \quad (3.50)$$

$$\begin{aligned}
P_{y_{ksl},dmaks,iletim,IGBT} &= V_{y_{ksl},iletim,IGBT} \times I_{iletim} \times D_{y_{ksl},maks} \\
&= 2,025V \times 250A \times 0,6667 = 337,5W \quad (3.51)
\end{aligned}$$

$$E_{y_{ksl},ref,toplam,IGBT} = E_{y_{ksl},on,IGBT} + E_{y_{ksl},off,IGBT} = 128mJ + 120mJ = 248mJ \quad (3.52)$$

$$\begin{aligned}
E_{y_{ksl},IGBT,anhtr,toplam} &= 248mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1.2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = \\
&108,7mJ \quad (3.53)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
P_{y_{ksl},dmaks,anhtr,IGBT} &= E_{y_{ksl},IGBT,anhtr,toplam} \times f_{anhtr} = 0,1087 \times 5000 = 543,5W \\
&(3.54)
\end{aligned}$$

IGBT modül diyot kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{y_{ksl},maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Diyot iletim kayıpları için katalogda belirtilen diyot direnci değeri kullanılarak iletim durumu güç kayıpları hesaplanmıştır.

$$V_{f,y_{ksl},diyot} = V_{chip,f} + I_{iletim} \times r_f = 1,08V + 3,5m\Omega \times 250A = 1,955V \quad (3.55)$$

$$\begin{aligned}
P_{y_{ksl},dmaks,iletim,IGBT-diyot} &= V_{f,y_{ksl},diyot} \times I_{f,diyot} \times (1 - D_{y_{ksl},maks}) \\
&= 1,955V \times 250A \times 0,3333 = 162,9W \quad (3.56)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
E_{y_{ksl},IGBT-diyot,toplam} &= 68mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^{0,5} \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{0,6} (1 + 0,005 \times (125 - 150)) = \\
&41mJ \quad (3.57)
\end{aligned}$$

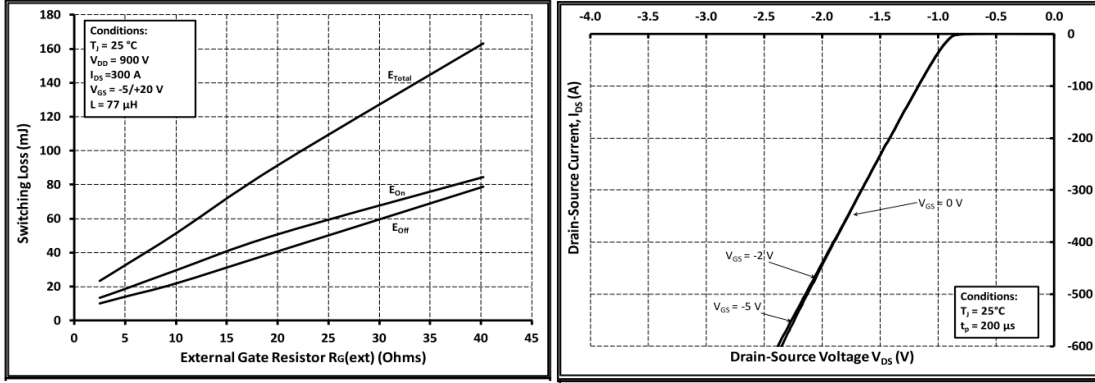
$$P_{rr,y_{ksl},IGBT-diyot} = E_{y_{ksl},IGBT-diyot,toplam} \times f_{anhtr} = 0,041J \times 5000 = 205W \quad (3.58)$$

Çizelge 3.9 IGBT Modül Yol Alma Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları

Koşul	Si-IGBT Kayıpları		Si-Diyot Kayıpları		TOPLAM KAYIP
	İletim Kayıpları (W)	Anahtarlama Kayıpları (W)	İletim Kayıpları (W)	Ters Toparlanma Kayıpları (W)	
$D_{y\text{skl},\text{min}} = 0,33$ $(V_{\text{kat}} = 750V,$ $V_{\text{sprk},\text{maks}} = 500V)$	168,7	543,5	325,85	205	1242,9
$D_{y\text{ksl},\text{maks}} = 0,67$ $(V_{\text{kat}} = 750V,$ $V_{\text{sprk},\text{maks}} = 250V)$	337,5	543,5	162,9	205	1248,9

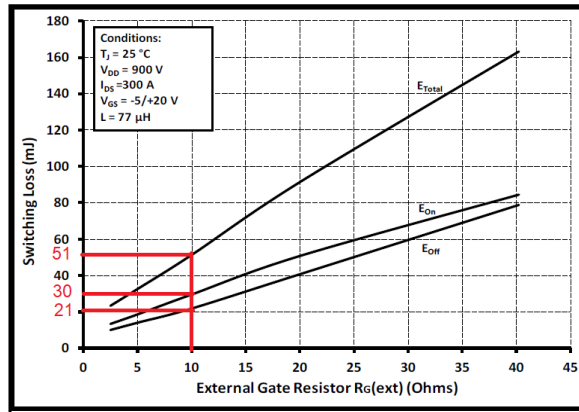
3.3.3.3. Seçilmiş SiC MOSFET Modülün Frenleme Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması

Seçilmiş SiC MOSFET modülündeki anahtarlama kayıpları Şekil 3.13 ile gösterilmiştir.

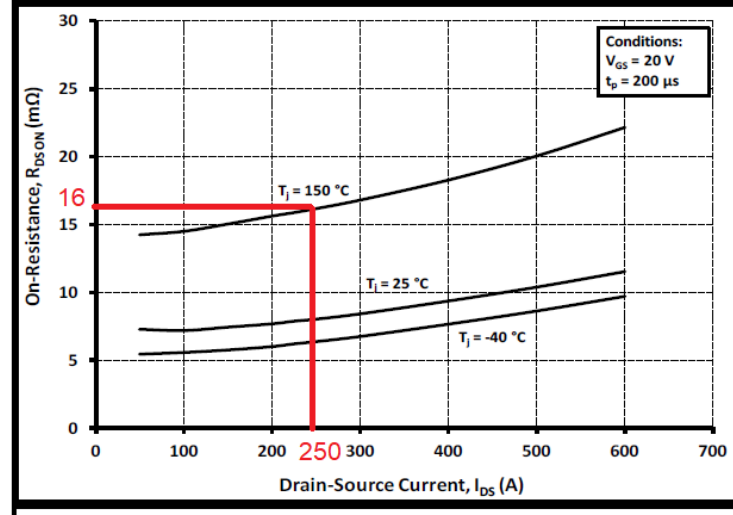


Şekil 3.13 SiC MOSFET ve SiC Diyot Karakteristikleri [15]

SiC MOSFET sürücüsünde harici kapı direnci olarak 10Ω kullanıldığı için eğri üzerinde de ilgili değer kullanılmalıdır.



Şekil 3.14 SiC MOSFET Kapı Direncine Bağlı Anahtarlama Kayıpları



Şekil 3.15 SiC MOSFET Akıma Göre İletim Durumu Direnci

Çizelge 3.10 SiC MOSFET Modül İndirici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri

Tanım	Simge
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in İletim Durumunda Üzerinde Görülen Gerilim	$V_{indr,iletim,SiC}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmin,iletim,SiC}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmaks,iletim,SiC}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme Enerjisi	$E_{indr,on,SiC}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde	$E_{indr,off,SiC}$

Edilen İletimde Çıkma Enerjisi	
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	$E_{indr,ref,toplam,SiC}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Hesaplanmış İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	$E_{indr,SiC,anhtr,toplam}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmin,anhtr,SiC}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmaks,anhtr,SiC}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Hesaplanan Temas Gerilimi	$V_{f,indr,SiC-diyot}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmin,iletim,SiC-diyot}$
İndirici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{indr,dmaks,iletim,SiC-diyot}$

SiC MOSFET modül güç anahtarı kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{indr,maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned} V_{indr,iletim,SiC} (250A, 150^{\circ}C) &= I_{iletim} \times r_{ds,SiC} \\ &= 16m\Omega \times 250A = 4V \end{aligned} \quad (3.59)$$

$$\begin{aligned} P_{indr,dmaks,iletim,SiC} &= V_{indr,iletim,SiC} \times I_{iletim} \times D_{indr,maks} \\ &= 4V \times 250A \times 0,667 = 667W \end{aligned} \quad (3.60)$$

Şekil 3.14 kullanılarak E_{toplam} değeri 51mJ olarak seçilmiştir. SiC MOSFET anahtarlama kayıplarını hesaplarken IGBT için kullanılan yönetimin aynı kullanılmıştır. Ortak bir kıyas noktası yakalamak için bu şekilde bir yaklaşım tercih edilmiştir. IGBT ve SiC MOSFET cihazlarının iç yapıları birbirinden farklı olduğu için tamamen doğru bir hesap yapmak için aynı eşitliklerin kullanımıdır. Burada kıyaslamalı bir yaklaşım temel alınmıştır.

$$\begin{aligned} E_{SiCMOSFET,anhtr,toplam} &= E_{ref,toplam,SiC} \times \left(\frac{I_c}{I_{cref}}\right)^{K_i SiCMOSFET} \times \left(\frac{V_{cc}}{V_{ccref}}\right)^{K_v SiCMOSFET} \times (1 + \\ &TC_{sw} \times (T_j - T_{jref})) \end{aligned} \quad (3.61)$$

K_i yerine SiC MOSFET yarıiletkeni için 1 değeri, diyot için 0,5 ile 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır. K_v SiC MOSFET yarıiletkeni için 1,2 ile 1,4 arasında bir değeri, diyot için 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır. TC_{sw} yerine SiC MOSFET yarıiletkeni için 0,003 değeri, diyot için 0,5 ile 0,6 arasında bir değer yazılmalıdır.

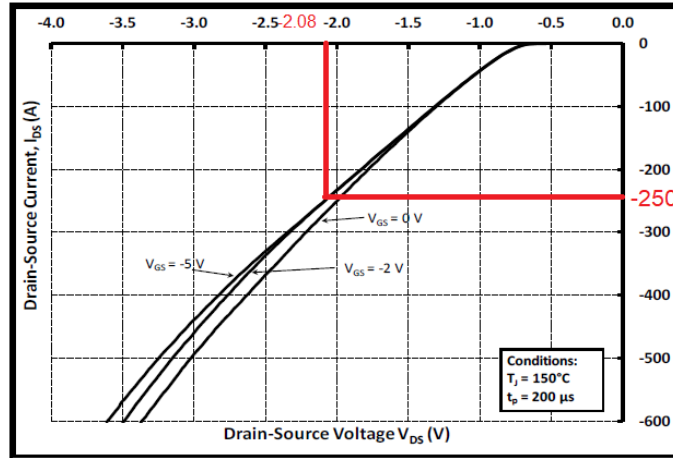
$$E_{indr,ref,toplam,SiC} = E_{indr,on,SiC} + E_{indr,off,SiC} = 30mJ + 21mJ = 51mJ \quad (3.62)$$

$$\begin{aligned} E_{indr,SiC,anhtr,toplam} &= 51mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1,2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = \\ &22,37mJ \end{aligned} \quad (3.63)$$

$$P_{indr,dmaks,anhtr,SiC} = E_{indr,SiC,anhtr,toplam} \times f_{anhtr} = 0,02237 \times 5000 = 111,82W \quad (3.64)$$

SiC MOSFET modül diyot kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{indr,maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Diyot iletim kayıpları için katalogta belirtilen diyot gerilim düşümü değeri kullanılarak iletim durumu güç kayıpları hesaplanmıştır.



Şekil 3.16 SiC MOSFET Savak Gerilimine Karşılık Kaynak Akımı

$$V_{f,indr,SiC-diyot} = 2,08V \quad (3.65)$$

$$\begin{aligned} P_{indr,dmaks,iletim,SiC-diyot} &= V_{f,indr,SiC-diyot} \times I_{iletim} \times (1 - D_{indr,maks}) \\ &= 2,08V \times 250A \times 0,3333 = 173,3W \end{aligned} \quad (3.66)$$

SiC MOSFET modül güç anahtarı kayıpları en küçük görev çevrimi ($D_{indr,min}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$\begin{aligned} V_{indr,iletim,SiC} (250A, 150^\circ C) &= I_{iletim} \times r_{ds,SiC} \\ &= 16m\Omega \times 250A = 4V \end{aligned} \quad (3.67)$$

$$\begin{aligned} P_{indr,dmin,iletim,SiC} &= V_{indr,iletim,SiC} \times I_{iletim} \times D_{indr,min} \\ &= 4V \times 250A \times 0,3333 = 333,3W \end{aligned} \quad (3.68)$$

$$E_{indr,ref,toplam,SiC} = E_{indr,on,SiC} + E_{indr,off,SiC} = 30mJ + 21mJ = 51mJ \quad (3.69)$$

$$\begin{aligned} E_{indr,SiC,anhtr,toplam} &= 51mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1,2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = \\ &22,37mJ \end{aligned} \quad (3.70)$$

$$P_{indr,dmin,anhtr,SiC} = E_{SiC,anhtr,toplam} \times f_{anhtr} = 0,02237 \times 5000 = 111,82W \quad (3.71)$$

SiC MOSFET modül diyot kayıpları en küçük görev çevrimi ($D_{indr,min}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

$$V_{f,indr,SiC-diyot} = 2,08V \quad (3.72)$$

$$\begin{aligned} P_{indr,dmin,iletim,SiC-diyot} &= V_{f,indr,SiC-diyot} \times I_{iletim} \times (1 - D_{indr,min}) \\ &= 2,08V \times 250A \times 0,6667 = 346,68W \end{aligned} \quad (3.73)$$

Çizelge 3.11 SiC MOSFET Modül Frenleme Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları

Koşul	SiC-MOSFET Kayıpları		SiC-Diyot Kayıpları		TOPLAM KAYIP
	İletim Kayıpları (W)	Anahtarlama Kayıpları (W)	İletim Kayıpları (W)	Ters Toparlanma Kayıpları (W)	
$D_{dsrc,maks} = 0,67$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	667	111,82	173,3	0	952,12
$D_{dsrc,min} = 0,33$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 250V$)	333,3	111,82	346,68	0	791,8

3.3.3.4. Seçilmiş SiC MOSFET Modülün Yol Alma Modu Güç Kayıplarının Hesaplanması

Yol alma modu güç kayıpları için de frenleme modu ile benzer hesaplamalar yapılmıştır. Şekil 3.13 ile SiC MOSFET'in anahtarlama kaybı karakteristikleri verilmiştir. SiC MOSFET için görülebilecek en yüksek kayıplar en yüksek görev çevriminde gerçekleşecektir. Bu koşul süperkapasitör bloğunun tam şarj seviyesinde olduğu durumdur. Endüktör akımı yazılım aracılığıyla sınırlandırıldığı için, güç seviyesi kapasitörler

boşaldıkça düşmektedir. Yol Alma modunda ilgili giriş çıkış gerilimlerine bağlı olarak elde edilen görev çevrimleri aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

Çizelge 3.12 SiC MOSFET Modül Yükseltici Tip Dönüştürücü İçin Güç Kaybı Hesabı Simgeleri

Tanım	Simge
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in İletim Durumunda Üzerinde Görülen Gerilim	$V_{yksl,iletim,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmin,iletim,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmaks,iletim,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme Enerjisi	$E_{yksl,on,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletimden Çıkma Enerjisi	$E_{yksl,off,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Katalogdan Elde Edilen İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	$E_{yksl,ref,toplam,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; SiC MOSFET' in Kapı Direncine Göre Hesaplanmış	$E_{yksl,SiC,anhtr,toplam}$

İletime Geçme ve İletimden Çıkma Enerjisi Toplamı	
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmin,anhtr,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Yüksek Görev Çevrimi Koşulunda; SiC MOSFET' in Anahtarlama Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmaks,anhtr,SiC}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun Hesaplanan Temas Gerilimi	$V_{f,yksl,SiC-diyot}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmin,iletim,SiC-diyot}$
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Anma Akımı ve Anahtar En Düşük Görev Çevrimi Koşulunda; Yarıiletken Diyotunun İletim Kaybı Güç Değeri	$P_{yksl,dmaks,iletim,SiC-diyot}$

SiC MOSFET modül güç anahtarı kayıpları en küçük görev çevrimi ($D_{yksl,min}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çip seviyesi kolektör-emitör direnci aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$\begin{aligned}
V_{yksl,iletim,SiC} (250A, 150^{\circ}C) &= I_{iletim} \times r_{ds,SiC} \\
&= 16m\Omega \times 250A = 4V
\end{aligned} \tag{3.74}$$

$$\begin{aligned}
P_{yksl,dmin,iletim,SiC} &= V_{yksl,iletim,SiC} \times I_{iletim} \times D_{yksl,min} \\
&= 4V \times 250A \times 0,3333 = 333,3W
\end{aligned} \tag{3.75}$$

$$E_{yksl,ref,toplam,SiC} = E_{yksl,on,SiC} + E_{yksl,off,SiC} = 30mJ + 21mJ = 51mJ \tag{3.76}$$

$$E_{y_{ksl,SiC,anhtr,toplam}} = 51mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1,2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = 22,37mJ \quad (3.77)$$

$$P_{y_{ksl,dmin,anhtr,SiC}} = E_{y_{ksl,SiC,anhtr,toplam}} \times f_{anhtr} = 0,02237 \times 5000 = 111,82W \quad (3.78)$$

SiC MOSFET modül diyot kayıpları en küçük görev çevrimi ($D_{y_{ksl,min}}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Diyot iletim kayıpları için katalogda belirtilen diyot direnci değeri kullanılarak iletim durumu güç kayıpları hesaplanmıştır.

$$V_{f,y_{ksl,SiC-diyot}} = 2,08V \quad (3.79)$$

$$\begin{aligned} P_{y_{ksl,dmin,iletim,SiC-diyot}} &= V_{f,y_{ksl,SiC-diyot}} \times I_{iletim} \times (1 - D_{y_{ksl,min}}) \\ &= 2,08V \times 250A \times 0,6667 = 346,69W \end{aligned} \quad (3.80)$$

SiC MOSFET modül güç anahtarı kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{y_{ksl,maks}}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çip seviyesi kolektör-emitör direnci aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$\begin{aligned} V_{y_{ksl,iletim,SiC}}(250A, 150^\circ C) &= I_{iletim} \times r_{ds,SiC} \\ &= 16m\Omega \times 250A = 4V \end{aligned} \quad (3.81)$$

$$\begin{aligned} P_{y_{ksl,dmaks,iletim,SiC}} &= V_{y_{ksl,iletim,SiC}} \times I_{iletim} \times D_{y_{ksl,maks}} \\ &= 4V \times 250A \times 0,6667 = 666,7W \end{aligned} \quad (3.82)$$

$$E_{y_{ksl,ref,toplam,SiC}} = E_{y_{ksl,on,SiC}} + E_{y_{ksl,off,SiC}} = 30mJ + 21mJ = 51mJ \quad (3.83)$$

$$E_{y_{ksl,SiC,anhtr,toplam}} = 51mJ \times \left(\frac{250}{300}\right)^1 \times \left(\frac{750}{1200}\right)^{1,2} \times (1 + 0,003 \times (125 - 150)) = 22,37mJ \quad (3.84)$$

$$P_{y_{ksl,dmaks,anhtr,SiC}} = E_{y_{ksl,SiC,anhtr,toplam}} \times f_{anhtr} = 0,02237 \times 5000 = 111,82W \quad (3.85)$$

SiC MOSFET modül diyot kayıpları en yüksek görev çevrimi ($D_{yksl,maks}$) için aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Diyot iletim kayıpları için katalogda belirtilen diyot direnci değeri kullanılarak iletim durumu güç kayıpları hesaplanmıştır.

$$V_{f,yksl,SiC-diyot} = 2,08V \quad (3.86)$$

$$P_{yksl,dmaks,iletim,SiC-diyot} = V_{f,yksl,SiC-diyot} \times I_{f,SiC-diyot} \times (1 - D_{yksl,maks})$$

$$= 2,08V \times 250A \times 0,3333 = 173,32W \quad (3.87)$$

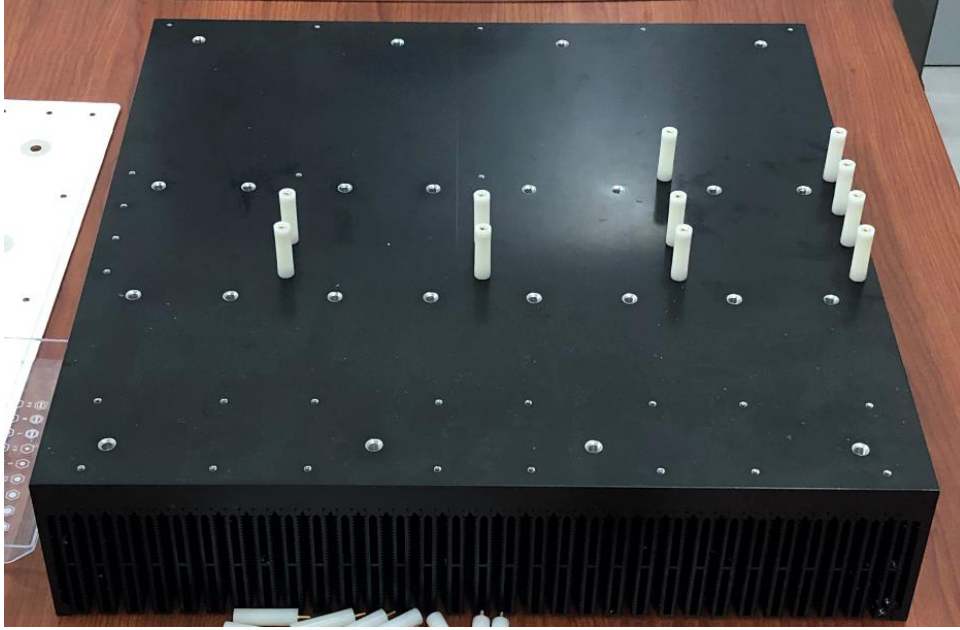
Çizelge 3.13 SiC MOSFET Modül Yol Alma Modu Operasyonel Yarıiletken Güç Kayıpları

Koşul	SiC-MOSFET Kayıpları		SiC-MOSFET Kayıpları		TOPLAM KAYIP (W)
	İletim Kayıpları (W)	Anahtarlama Kayıpları (W)	İletim Kayıpları (W)	Ters Toparlanma Kayıpları (W)	
$D_{yksl,min} = 0,33$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	333,3	111,82	346,7	0	791,5
$D_{yksl,maks} = 0,67$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 250V$)	666,7	111,82	173,3	0	951,8

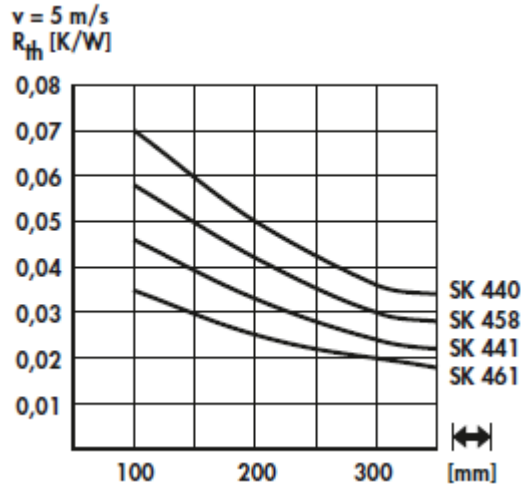
3.3.4. Güç Yarı İletkenlerinin Eklem Sıcaklıklarının Hesaplanması

Eklem sıcaklığının hesaplanabilmesi için kullanılan soğutucu ve arayüz malzemesinin karakteristik verilerine ihtiyaç duyulmaktadır.

Kullanılan soğutucu plaka “Fischer Elektronik” firmasının “SK 461 SA” kodlu soğutucusudur. Bu soğutucu plaka 40mmx40mmx88mm boyutlarındadır.



Şekil 3.17 Soğutucu Plaka Görşeli



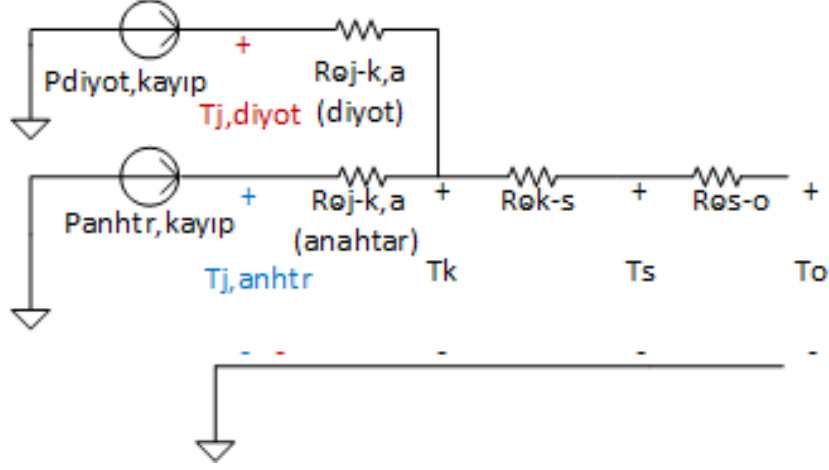
Şekil 3.18 Soğutucunun Isıl Direnç Eğrisi

Laboratuvar ortamında soğutma için fan kullanılmamıştır. Fakat, teorik hesaplara girdi olması açısından soğutucu ısıl direnci 0,02 K/W olarak alınmıştır.

Yarıiletken kılıfı ile soğutucu arasında ısıl iletkenliğin sağlanabilmesi için elektriksel olarak yalıtkan ısıl olarak iletken bir malzeme kullanılmıştır. Kullanımı ve uygulaması kolay olduğu için “Parker Chomerics” firmasının “Cho-Term T441” kodlu pembe ısıl pedi kullanılmıştır. İlgili malzemenin ısıl empedansı $3,6 \text{ }^\circ\text{C}\cdot\text{cm}^2/\text{W}$ değerindedir.

Yarıiletkenlerin paket yüzey teması alanı $65,33 \text{ cm}^2$ değerindedir. Dolayısıyla, kullanılan ısıl iletken malzemenin ısıl direnci $0,055 \text{ } ^\circ\text{C/W}$ olarak hesaplanmıştır.

Eklem sıcaklığının hesaplanama bilmesi için aşağıdaki yöntem kullanılmıştır.



Şekil 3.19 Isıl Kayıp ve Sıcaklıklar Modeli

T_j yarıiletkenin eklem sıcaklığını, T_k kılıf sıcaklığını, T_o ortam sıcaklığını, R_{θ_j-k} eklemden kılıfa ısıl direnci, R_{θ_k-s} kılıftan soğutucuya ısıl direnci, R_{θ_s-o} soğutucudan ortama ısıl direnci, $P_{anhtr,kayıp}$ yarıiletken anahtarı üstündeki ve $P_{diyot,kayıp}$ ise yarıiletken diyotu üstündeki güç tüketimini göstermektedir.

IGBT modül için IGBT yarıiletkenin ısıl direnci $R_{\theta_j-k,IGBT}$ değeri $0,083 \text{ K/W}$, diyot yarıiletkenin ısıl direnci $R_{\theta_j-k,IGBT-diyot}$ değeri $0,19 \text{ K/W}$ olarak belirtilmiştir.

SiC MOSFET modül için SiC MOSFET yarıiletkenin ısıl direnci $R_{\theta_j-k,SiC}$ değeri $0,067 \text{ C/W}$, diyot yarıiletkenin ısıl direnci $R_{\theta_j-k,SiC-diyot}$ değeri $0,060 \text{ C/W}$ olarak belirtilmiştir.

İlgili değerler kullanılarak Bölüm 3.3.3 ile gösterilen kayıp değerlerine karşılık 5 kHz ve tam güç altında çalışan yarıiletkenlerin eklem sıcaklıkları aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çizelge 3.14 Yarıiletkenlerin 5kHz Anahtarlama Koşulu Güç Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları

Koşul	IGBT Modül Kayıpları (W)	IGBT Anahtar Eklem Sıcaklığı (°C)	IGBT Diyot Eklem Sıcaklığı (°C)	SiC MOSFET Modül Kayıpları (W)	SiC MOSFET Modül Anahtar Eklem Sıcaklığı (°C)	SiC MOSFET Modül Eklem Sıcaklığı (°C)
İndirici Tip $D_{indr,maks} = 0,67$ $f_{anhtr} = 5kHz$ $P_{sprk} = 125kW$	1249	192	189	952	149	107
İndirici Tip $D_{indr,min} = 0,33$ $f_{anhtr} = 5kHz$ $P_{sprk} = 125kW$	1242	177	219	792	114	105
Yükseltici Tip $D_{yksl,maks} = 0,67$ $f_{anhtr} = 5kHz$ $P_{sprk} = 125kW$	1249	192	189	952	149	107
Yükseltici Tip $D_{yksl,min} = 0,33$ $f_{anhtr} = 5kHz$ $P_{sprk} = 125kW$	1242	177	219	792	114	105

3.3.5. Güç Yarı İletkenleri İçin Uygun Koşulların Belirlenmesi

İlgili yarıiletkenlerin kayıplarının 5kHz altında ve en yüksek güç koşulu altında kayıpları Bölüm 3.3.3 ile detaylı olarak hesaplanmıştır. Bu bölümde her bir yarıiletken için farklı anahtarlama frekanslarında kayıplar ve bu kayıplara bağlı eklem sıcaklık değerleri gösterilmektedir.

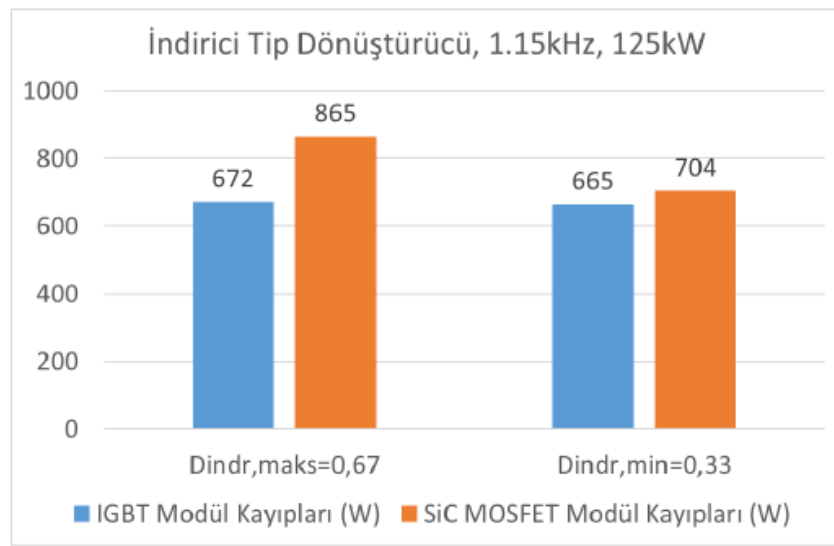
Çizelge 3.15 IGBT Modül Anma Gücü İçin ve 1,15kHz Anahtarlama Frekansı İçin Kayıp Hesapları

Koşul	Si-IGBT Kayıpları		Si-Diyot Kayıpları		TOPLAM KAYIP
	İletim Kayıpları (W)	Anahtarlama Kayıpları (W)	İletim Kayıpları (W)	Ters Toparlanma Kayıpları (W)	
$f_{anhtr} = 1,15kHz$, $D_{indr,maks} = 0,667$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	338	124	163	47	672
$f_{anhtr} = 1,15kHz$, $D_{indr,min} = 0,33$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	168	124	326	47	665

Hem indirici hem yükseltici tip dönüştürücü için aynı güçte veya aynı gerilimlerde ölçüm alındığı için güç tüketimleri aynı çıkmaktadır. Tekrar etmemek için yazılmamıştır.

Çizelge 3.16 Yarıiletkenlerin Anma Gücünde ve 1,15kHz Anahtarlama Koşulunda Güç Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları

Koşul	IGBT Modül Kayıpları (W)	IGBT Anahtar Eklem Sıcaklığı (°C)	IGBT Diyot Eklem Sıcaklığı (°C)	SiC MOSFET Modül Kayıpları (W)	SiC MOSFET Modül Anahtar Eklem Sıcaklığı (°C)	SiC Diyot Modül Eklem Sıcaklığı (°C)
İndirici Tip $D_{indr,maks} = 0,67$ $f_{anhtr} = 1,15kHz$ $P_{sprk} = 125kW$	672	114	115	865	136	100
İndirici Tip $D_{indr,min} = 0,33$ $f_{anhtr} = 1,15kHz$ $P_{sprk} = 125kW$	665	99	146	704	102	99



Şekil 3.20 İndirici Tip Dönüştürücü İçin 1,15kHz Anahtarlama Frekansında Modüllerin Kayıpları

3.3.6. Güç Yarıiletkenlerinin Çeşitli Test Koşullarındaki Kayıp ve Sıcaklıkları

Yarıiletkenler teorik olarak hesaplanan anma gücü altında laboratuvar ortamında test edilememiştir. Test edilebilen en yüksek güçlerde kayıplar aşağıdaki gibi hesaplanmıştır.

Çizelge 3.17 İndirici Tip Dönüştürücü 50kW ve 35kW Çıkış Gücü İçin Güç Kayıpları ve Sıcaklıkları Hesapları

Koşul	IGBT Modül		SiC Modül	
	IGBT Modül Kayıpları (W)	IGBT Modül Kılıf ve Eklem Sıcaklığı (°C)	SiC MOSFET Kayıpları (W)	SiC Modül Kılıf ve Eklem Sıcaklığı (°C)
$f_{anhtr} = 5kHz$, $D_{indr,maks} = 0,71$ $(V_{kat} = 560V,$ $V_{sprk,maks} = 400V$ $I_{iletim} = 125A)$	569 (=393+175)	Tk:68 Tj,IGBT:100	194 (=140+54)	Tk:40 Tj,MOSFET:49
$f_{anhtr} = 5kHz$, $D_{indr,maks} = 0,625$ $(V_{kat} = 560V,$ $V_{sprk,maks} = 350V$ $I_{iletim} = 100A)$	392 (=230+162)	Tk:54 Tj,IGBT:73	134 (=88+46)	Tk:35 Tj,MOSFET:41

3.3.7. Güç Yarıiletkenlerinin Çeşitli Senaryolar İçin Teorik Hesaplamalarının Değerlendirilmesi

Tez çalışmasının bir diğer amacı da aynı akım ve gerilim dayanımına sahip SiC MOSFET ile IGBT modülün hem teorik hem de deneysel olarak karşılaştırılmasıdır. Ticari olarak temini kolay bir şekilde tedarik edilebilen “SKM300GB17E4” ürününün kolektör ve diyot akımının dayanımı aşağıda gösterilmiştir.

Çizelge 3.18 IGBT Modülün En Yüksek Akım Dayanım Değerleri [14]

Tanım	Koşul		En Yüksek Değer	Birim
I_C	$T_j = 175^\circ C$	$T_c = 25^\circ C$	476	A
		$T_c = 80^\circ C$	368	A
I_F	$T_j = 175^\circ C$	$T_c = 25^\circ C$	314	A
		$T_c = 80^\circ C$	231	A

I_F , modülün ters diyotundan geçen akımı; I_C , anahtarın kolektör akımını göstermektedir. Anahtarlama frekansının 5kHz olarak tanımlanmasının en temel sebebi IGBT modülün diyot akımının değerinin düşük olmasıdır. Bölüm 3.3 ile yarıiletkenler üzerinde görülen akım dayanımları gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı 5kHz iken diyotun göreceği tepe akım değeri, $i_{l,indr,maks}$ ile gösterilerek 277,78A olarak hesaplanmıştır. Anahtarlama frekansının düşürülmesi endüktör üzerindeki akım tepelerini artırarak diyotun dayanımını zorlayacaktır.

Eklem sıcaklığı hesaplama sonuçlarını, 5kHz anahtarlama frekansı için değerlendirmek gerekirse; anma gücü altında en kötü koşulda IGBT için $177^\circ C$, diyotu için ise $219^\circ C$ değerleri elde edilmiştir. Eklem sıcaklık değerlerinin en kötü koşulda $150^\circ C$ altına indirilmesi gerekmektedir. Bunun için ise güçlü hava veya su soğutmalı bir sistemin kullanılması elzemdir.

Eklem sıcaklıklarının hangi anahtarlama frekansında IGBT modül için istenilen değere ulaşabileceği ise Çizelge 3.18 ile gösterilmiştir. Anahtarlama frekansı düştükçe, anahtarlama kayıpları azalarak, eklem sıcaklıklarını düşürmektedir. Anahtarlama frekansını kademeli olarak düşürerek IGBT modülün eklem sıcaklığı tekrar tekrar

hesaplanmıştır ve en uygun değer olarak 1,15kHz değeri belirlenmiştir. Bu anahtarlama frekansında eklem sıcaklıkları teorik olarak IGBT için 99°C, diyotu için ise 146°C elde edilmiştir. Bu değerler altında yarıiletken sıcaklıkları olumlu görünse de, anahtarlama frekansının düşürülmesi ile yarı iletken akımlarının artması kaçınılmaz olmuştur. Denklem (2.10) ile gösterilen endüktör akım dalgacığı hesaplamasının tekrar edilmesi ile endüktör akım dalgacığı 241A olarak hesaplanmıştır. Bu da anma gücünde diyot akımının 370A seviyesine kadar çıkmasına sebep olarak Çizelge 3.18 ile gösterilen akım dayanım seviyelerinin aşılmasına sebep olmaktadır. Artan akım dalgacığına karşı olumlu bir iyileştirme yapmak istenirse o da endüktör biriminin seri bağlanarak iki katına çıkarılması olacaktır. Bu durumda ise yine denklem (2.10) kullanılarak anma gücünde ve en kötü koşulda diyotun maruz kalacağı akım 310A seviyesine çekilebilmektedir. Bu durumda dahi diyotun maruz kalacağı akım neredeyse diyot için izin verilen en yüksek akım seviyesine gelmektedir. En yüksek akım dayanım seviyesinde çalışan bir yarıiletken ise kısa süre içerisinde arızalanarak sisteme zarar verebilecektir. Bunun yanı sıra endüktör değerinin iki katına çıkarılması, sistemde fazladan kayıpların oluşmasına sebep olarak sistemin toplamdaki verimliliğini düşürecektir.

Bir diğer çözüm ise iki adet paralel bağlı IGBT modülün kullanılmasıdır. Soğutucu üzerindeki ısının modüllerin birbirine olan etkisini ihmal ederek iki adet IGBT modülün paralel bağlanması ile hesaplanan veriler aşağıdaki gibi gösterilmiştir. Aşağıdaki çizelge IGBT 'lerin akımı eşit paylaşacağı varsayılarak hazırlanmıştır ve tek bir modülün değerlerini içermektedir.

Çizelge 3.19 İki Adet Paralel Bağlanmış IGBT Modül Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları

Koşul	IGBT Modül Kayıpları		IGBT Modül Sıcaklıkları	
	IGBT MOSFET Kayıpları (W)	IGBT Diyot Kayıpları (W)	IGBT Eklem Sıcaklığı (°C)	Diyot Eklem Sıcaklığı (°C)
$f_{anhtr} = 5kHz$, $D_{indr,maks} = 0,667$ $(V_{kat} = 750V,$ $V_{sprk,maks} = 500V)$ (İki adet paralel bağlı yapıda, tek bir modülün değerleri)	385	209	102	109

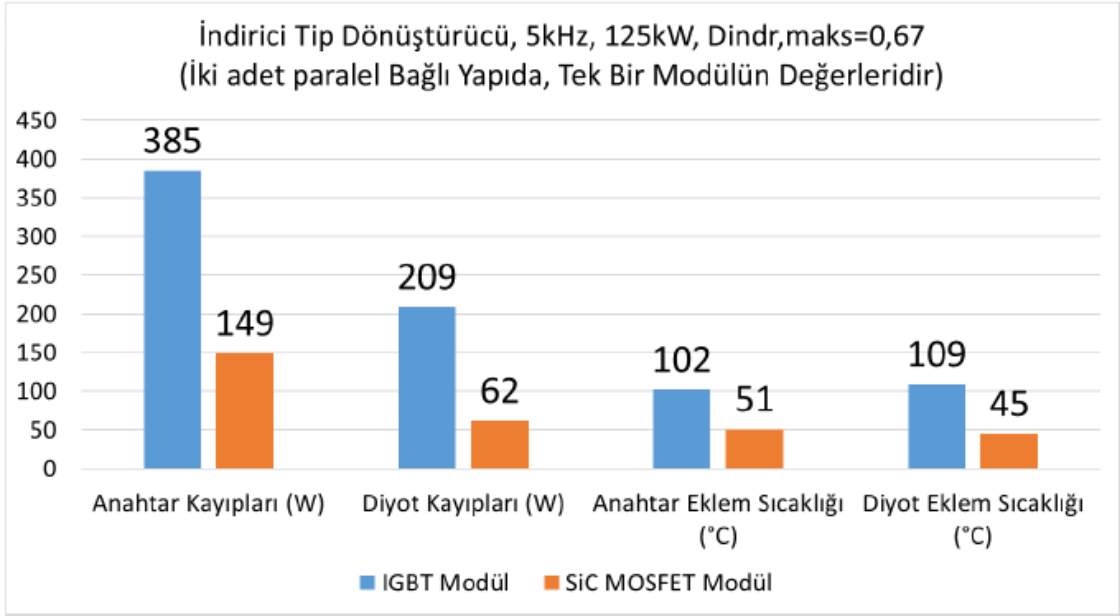
Üstteki çizelgeden de anlaşılacağı gibi paralel bağlanmış iki modülden, tek bir IGBT modülün üzerinde toplamda 593W kayıp yapacağı görülmektedir. Her iki modülün toplam kaybı ise 1186W değerine tekabül edecektir. Tüm gücü tek bir IGBT modül ile iletmek istediğimizde ise toplam kayıp 1249W değerinde olmaktadır. Bu sonuç ile anahtarlama kaybı yüksek IGBT modüllerin paralel bağlanmasının toplamda büyük bir verim iyileştirmesi sağlamayacağı gösterilmektedir.

SiC MOSFET modül için ise anma gücünde ve en kötümser çalışma koşulunda çıkılabilecek en yüksek anahtarlama frekansı 5kHz olarak hesaplanarak ilgili eklem sıcaklık değerleri Çizelge 3.14 ile gösterilmiştir. SiC MOSFET modülün anahtarlama kayıpları oldukça düşüktür. Bu sebeple iki adet SiC MOSFET modülün paralel bağlanarak daha yüksek anahtarlama frekanslarına çıkılabileceği değerlendirilmektedir. Soğutucu üzerindeki ısının modüllerin birbirine olan etkisini ihmal ederek iki adet SiC MOSFET modülün paralel bağlanması ile çıkılabilecek en yüksek anahtarlama frekansı aşağıda gösterilmiştir. Aşağıdaki çizelge SiC MOSFET'lerin akımı eşit paylaşacağı varsayılarak hazırlanmıştır ve tek bir modülün değerlerini içermektedir.

Çizelge 3.20 İki Adet Paralel Bağlanmış SiC Modül Anma Gücü İçin Kayıpları ve Eklem Sıcaklıkları

Koşul	SiC Modül Kayıpları		SiC Modül Sıcaklıkları	
	SiC MOSFET Kayıpları (W)	SiC Diyot Kayıpları (W)	SiC MOSFET Eklem Sıcaklığı (°C)	SiC Diyot Eklem Sıcaklığı (°C)
$f_{anhtr} = 5kHz$, $D_{indr,maks} = 0,667$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	149	62	51	45
$f_{anhtr} = 10kHz$, $D_{indr,maks} = 0,667$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	390	62	85	63
$f_{anhtr} = 20kHz$, $D_{indr,maks} = 0,667$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	614	62	117	79
$f_{anhtr} = 30kHz$, $D_{indr,maks} = 0,667$ ($V_{kat} = 750V$, $V_{sprk,maks} = 500V$)	838	62	149	96

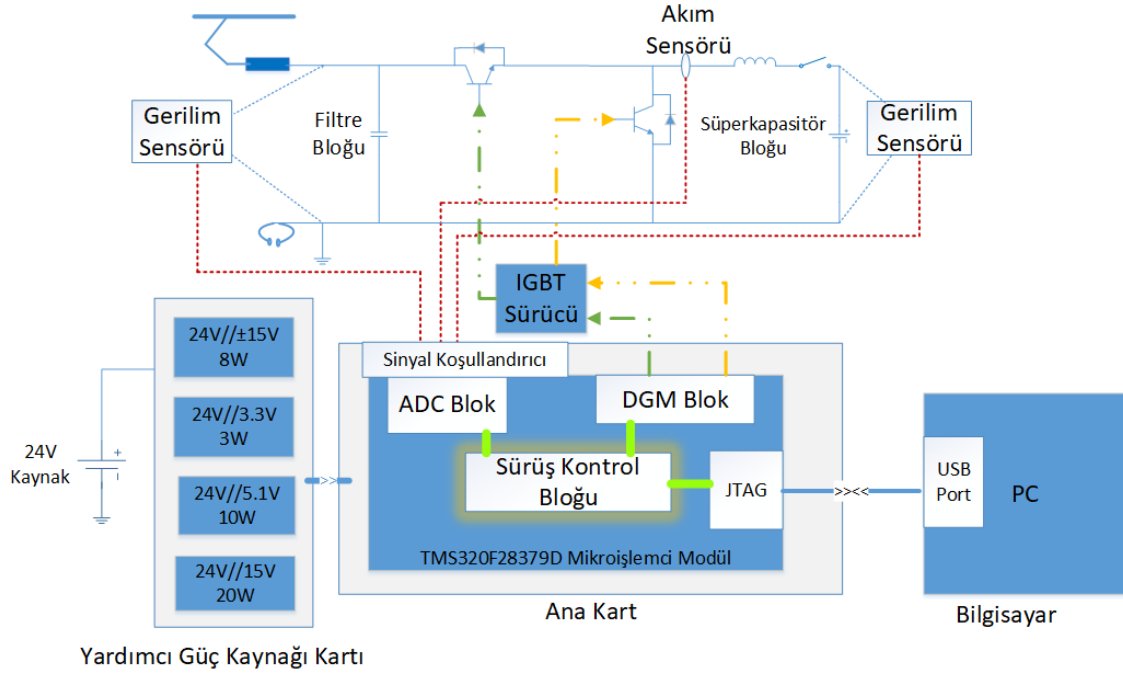
Üstte gösterilen çalışma iki adet paralel bağlanan SiC modülün indirici tip dönüştürücü için 10kHz anahtarlama frekansında rahatlık birlikte çalışabileceğini göstermektedir.



Şekil 3.21 İki Adet Paralel Bağlanmış SiC ve IGBT Modül Anma Gücü İçin Kayıpları

4. DENETİM KATININ TASARIMI

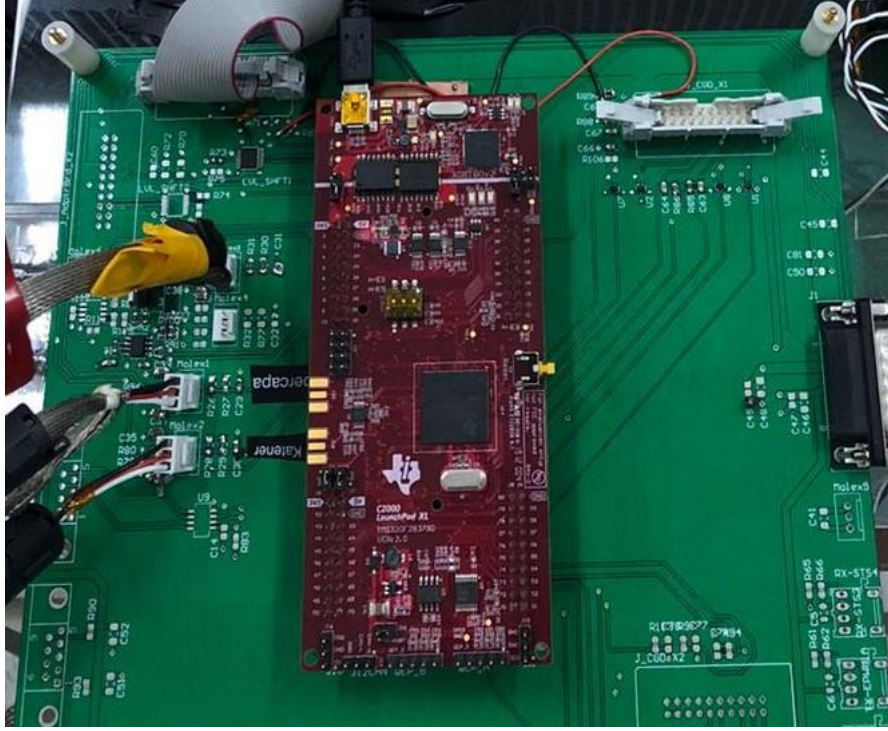
Denetim katı yardımcı güç kaynağı kartı ve ana kart olmak üzere iki temel yapıdan oluşmaktadır. Ana kart üzerinde tedarik edilmiş mikro denetleyici kiti yer almaktadır. Sistem bilgisayar üzerinden mikro denetleyiciye bağlanarak çalıştırılmaktadır. Sistemin kontrolünün temel yapılarını oluşturan kartlar ve içerikleri Şekil 4.1 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.1 Sistem Kontrol Mimarisinin Temel Bileşenleri ve Temel İçerikleri Görseli

4.1. Ana Kartın Tasarımı

Ana kart üzerine monte edilebilen mikro denetleyici kartından, sürücülerin ve sensörlerin arayüzlerinden ve sensörlerden gelen verileri mikro denetleyici için koşullandıran devrelerden oluşmaktadır. Ana kartın güç girişi yardımcı güç kaynağı üzerinden gerçekleşmektedir. Ana kartın tasarımında iki katmanlı bir BDK kullanılmıştır.



Şekil 4.2 Ana Kart ve Mikro Denetleyici Kartı Görseli

4.1.1. Mikro Denetleyici Kartının Tasarımı

Mikro denetleyici kartı için tedarik hazır kit kullanılmıştır. Bu kitin seçiminde kritik parametreler denetleyicinin çalışma ve veri işleme hızı, üzerinde yeteri kadar DGM ve ADC kanallarına sahip olup olmadığı olmuştur. Bu sebeplerle "Texas Instruments" firmasının ürettiği "LAUNCHXL-F28379D" kiti tedarik edilmiştir. Bu kit programlama, hata ayıklama ve değerlendirme için bir USB üzerinden bilgisayara doğrudan arayüz sağlayan yerleşik bir JTAG hata ayıklama aracı sunar. Mikro denetleyici enerjisini USB ile bilgisayar üzerinden alabildiği gibi çeşitli atlayıcı opsiyonları ile dışarıdan harici bir kaynak ile de enerjilendirilebilir yapıdadır. Yüksek güç ileten çift yönlü çevirgeçlerin çalışması sırasında, bilgisayarın USB portlarında EMI kaynaklı oluşabilecek bir enerji kesintisinin yaşanması durumunda dönüştürücüde ciddi arızalar oluşabileceği öngörüldüğü için mikro denetleyici kiti enerjisini ana kart üzerinden almaktadır.



Şekil 4.3 LAUNCHXL-F28379D Kiti Görseli

Sistemin güç bloğunda iki adet anahtar bulunduğu için iki DGM kanalına ve okunacak olan üç adet sensör çıkışı olduğu için üç ADC kanalına sahip bir denetleyici ihtiyacı vardır. Yazılımsal yük anlamında en ağır yük denetleyicinin bir sonraki görev çevrimine karar veren akım ve gerilim PI döngüleri olmaktadır.

Çizelge 4.1 Mikro Denetleyici Özellikleri [16],[17]

Özellikler	Açıklama
İşlemci Mimarisi	Çift Çekirdek- 32 bit
Referans Saat Öykünme	100Mhz
Öykünme (Emülasyon) Tekniği	Gerçek Zamanlı
Gömülü Hafıza DGM	512 KB Flash, 172 KB RAM
DGM Kanal Sayısı	24 adet
ADC Kanal Sayısı	12 bit – 24 adete kadar 16 bit – 12 adete kadar

4.1.2. Akım Okuma Devrelerinin Tasarımı

İndirici ve yükseltici tip dönüştürücüde endüktör üzerinden geçen akımın okunması, hem endüktörün zarar görmesini engellemek için hem de sistemin belirlenen akım seviyesinde

süperkapasitörü şarj ve deşarj etmesi için gereklidir. Yüksek güç ve gerilimde çalışan teze konu sistemimizde izole bir şekilde endüktörden geçen akımın okunması, hem kontrol kartı üzerinde görülecek yüksek gerilimlerin önüne geçmek hem de EMI etkilerini azaltmak için uygun görülmüştür. Dolayısıyla, temelde izole yapılı bir akım dönüştürücünün tedarik edilmesi değerlendirilmiştir. Bu kapsamda “LEM” firmasının “LF 510-S” ürününün kullanımına karar verilmiştir. Sistem cihazın içinden geçen kablonun taşıdığı akımı belirli bir katsayı ile çarparak yine çıkışa akım olarak basmaktadır. Cihaz temelde akım trafosu olarak çalışmaktadır. Cihaz AA, DA, darbeli akım vb. dalga şekillerini içerisindeki tur sayısı oranına göre çevirip sağlayabilmektedir. Buradaki en önemli hususlardan biri olan şarj ve deşarj akımlarının yönünün birbirine ters olmasından dolayı, cihazın çıkışında negatif gerilimlerin de görülebileceğidir. Cihaz süperkapasitörleri şarj ederken pozitif, deşarj ederken de negatif akım sağlayacaktır. Cihazın görseli Şekil 4.4 ile ve cihazın özellikleri Çizelge 4.2 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.4 Akım Sensörü Görseli

Çizelge 4.2 Akım Sensörü Elektriksel Verileri

Özellik	Açıklama
Birincil Akım Aralığı	0 ... ±500A
İkincil Akım Aralığı	0 ... ±0,1A
İkincil Sargı Adedi	5000
Besleme Gerilimi	0 ... ±24V
Akım Tüketimi	0,044A + İkincil Akım

Frekans bant genişliği	200kHz
------------------------	--------

Dönüştürücü, içerisinde geçen akıma karşılık çıkışında yine akım sağladığı için bu çıkış akımının bir ölçüm direnci ile sonlandırılması mikro denetleyicinin bilgiyi ADC portlarından alabilmesi için gereklidir. Fakat, mikro denetleyici ADC portlarında görülebilecek en yüksek gerilim 3,3V seviyesindedir. Dolayısıyla, ölçüm direnci seçilirken sistemde görülebilecek en yüksek akım değerinde en yüksek 3,3V oluşturmalıdır. Bunun yanı sıra deşarj yönünde akım geçtiğinde, cihaz negatif gerilim vereceği için ADC portlarında zarar meydana getirebilecektir. Tüm bu etkilerden dolayı akım dönüştürücü aygıtının çıkışı bir DA gerilim ile toplanarak ADC portlarına bağlanmıştır. DA gerilim seviyesi 3,3V değerinin tam ortasında olması hedeflenmiş fakat toleranslardan dolayı yaklaşık olarak 1,6314V seviyesinde elde edilebilmiştir. DA gerilim seviyesi olan 1,6314V üzerine binen pozitif akım ile ADC portlarındaki en yüksek gerilim seviyesi 3,3V en düşük gerilim seviyesi 0V olması hedeflenmiştir. Endüktörden geçmesine izin verilecek en yüksek akım 277,78A olması rağmen sistemin ilk açılışında oluşabilecek tepe akımları da değerlendirilerek ölçüm direncinin boyutlandırılması +400A ve -400A olarak belirlenmiştir. Tüm bu etkiler ve sebepler değerlendirilerek, akım dönüştürücü ölçüm direnci 16,8Ω seçilmiştir. +400A ve -400A için ADC portunda beklenen gerilim aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

$$V_{p,akım,olcum} = R_{akım,olcum} \times I_{p,akım,olcum} = 16,8 \times 0,08 = 1,344V \quad (4.1)$$

$$V_{n,akım,olcum} = R_{akım,olcum} \times I_{n,akım,olcum} = 16,8 \times -0,08 = -1,344V \quad (4.2)$$

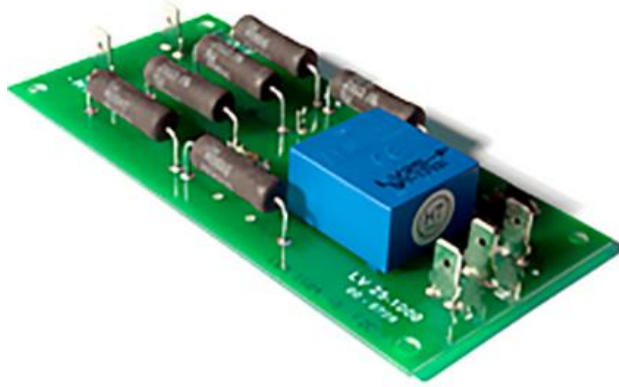
$$V_{ADC,p} = V_{DA} + V_{p,akım,olcum} = 1,6314 + 1,344 = 2,9754V \quad (4.3)$$

$$V_{ADC,n} = V_{DA} + V_{n,akım,olcum} = 1,6314 - 1,344 = 0,2874V \quad (4.4)$$

4.1.3. Gerilim Okuma Devrelerinin Tasarımı

İndirici ve yükseltici tip dönüştürücüde, dönüştürücü çıkış gerilimi sırasıyla süperkapasitör ve katener hattı olarak değişmektedir. Her iki gerilim de yüksek seviyededir ve ölçümü için izole bir yapının kullanılması hem kontrol kartı üzerinde görülecek yüksek gerilimlerin önüne geçmek hem de EMI etkilerini azaltmak için uygun görülmüştür. Dolayısıyla, temelde izole yapılı ve gerilimi akıma dönüştüren alan etki yöntemiyle çalışan bir cihazın

tedarik edilmesi değerlendirilmiştir. Bu kapsamda “LEM” firmasının “LV 25-1000” ürününün kullanımına karar verilmiştir. Sistem cihazın terminal noktalarına bağlanan gerilimi belirli bir katsayı ile ölçeklendirerek gerilimi kartın çıkışa akım olarak basmaktadır. Cihaz AA ,DA ,darbeli gerilim vb. dalga şekillerini içerisindeki tur sayısı oranına göre çevirip çıkışa verebilmektedir. Cihazın görseli Şekil 4.5 ile cihazın özellikleri ise Çizelge 4.3 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.5 Gerilim Sensörü Görseli

Çizelge 4.3 Gerilim Sensörü Elektriksel Verileri

Özellik	Açıklama
Birincil Anma Gerilimi	0 ... 1000V
İkincil Anma Akım	0 ... 0,025A
Dönüşüm Oranı	1000V : 25mA
Besleme Gerilimi	$\pm 12V \dots \pm 15V$
Akım Tüketimi	0,010A + İkincil Akım

Dönüştürücü, terminallerinde gördüğü gerilime karşılık çıkışında akım sağladığı için bu çıkış akımının bir ölçüm direnci ile sonlandırılması mikro denetleyicinin bilgiyi ADC portlarından alabilmesi için gereklidir. Fakat, mikro denetleyici ADC portlarında görülebilecek en yüksek gerilim 3,3V seviyesindedir. Dolayısıyla, ölçüm direnci seçilirken

sistemde görülebilecek en yüksek akım değerinde en yüksek 3,3V oluşturmaldır. Tüm bu sebepler değerlendirilerek, gerilim dönüştürücü süperkapasitör ölçümü için ölçüm direnci olarak 235Ω ve katener hattı ölçümü için ölçüm direnci olarak 110Ω seçilmiştir. Burada en yüksek gerilimler olarak katener hattı gerilimi için 1000V ve süperkapasitör gerilimi için 500V olarak değerlendirilmiştir.

$$V_{sprk,olcum} = R_{sprk,olcum} \times I_{sprk,olcum} = 235 \times 0,0125 = 2,9375V \quad (4.5)$$

$$V_{kat,olcum} = R_{kat,olcum} \times I_{kat,olcum} = 110 \times 0,025 = 2,75V \quad (4.6)$$

4.1.4. Kontrolcü Yazılımının Kavramsal Tasarımı

Dönüştürücüleri kontrol edecek denetleyici seçiminin daha doğru yapılabilmesi için öncelikle kontrol edilecek yapının ve yapıya bağlı bozucu etkilerin tanımlanması gerekmektedir. Buna bağlı olarak kapalı döngü negatif geri besleme kontrol sisteminin oluşturulması ve ilgili kontrol döngülerinin tasarlanması gerekmektedir. Dönüştürücü sistemlerinin giriş gerilimi değişimi, çıkış yükü değişimleri ve elektromanyetik girişim sonucu oluşabilecek bozucu etkilere karşı sağlıklı bir şekilde çalışabilmesi için negatif geri besleme kontrol döngülerinin tasarlanması gerekmektedir.

Dönüştürücünün kontrolü mikro denetleyici aracılığıyla yazılım üzerinden sağlanmaktadır. Mikro denetleyici tabanlı yazılım kontrol sistemleri, analog devre tabanlı kontrol sistemlerine kıyasla gecikmeli olarak gerçekleşmektedir. Yazılım kontrolünün sebep olduğu gecikmeler aşağıdaki gibidir:

- Kod akışının kendisinin işletilmesinden kaynaklı
- Analog sinyalin sayısal sinyale dönüştürülmesine hazır hale getirilmesi kaynaklı
- Analog sinyalin sayısal sinyale çevrilmesi kaynaklı
- Sayısal sinyallerin kontrol yapılarında işlenmesi kaynaklı
- Kontrol edilecek sinyallerin görev çevriminin orta noktasında erişilmesi kaynaklı
- Hesaplanan sayısal verilerin tekrardan analog sinyale dönüştürülmesi kaynaklı (ZOH)

gecikmeler olarak sıralanmıştır.

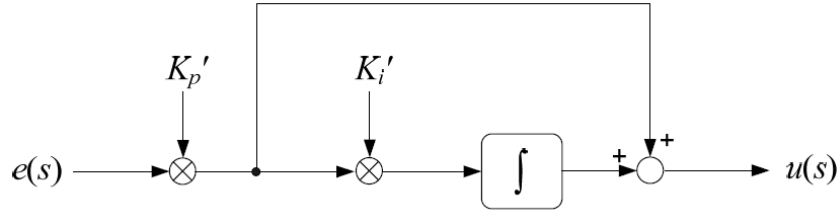
Belirtilen bu yazılım kaynaklı gecikmelerin hesaba katıldığı bir denetleyici tasarımının yapılması gerekmektedir. Aksi durumda, gecikmeler sistemin denetleyici tasarımının faz marj değerini düşürecek ve sistemin istikrarlı çalışması mümkün olamayacaktır.

Yazılım kaynaklı gecikmeler olabilecek en yüksek seviye olan, bir anahtarlama periyodu (T_{anhr}) olarak belirlenmesi denetleyici sistemin sağlıklı çalışması için temel kural olarak kullanılmıştır. İndirici tip dönüştürücü yükünün dinamik olmayan bir yük olan süperkapasitör olması, yükseltici tip dönüştürücü için oldukça dengeli olması sebebi ile PI denetleyici kullanımının yeterli olduğu değerlendirilmiştir. Çevirgecin giriş gerilimi ve çıkış gerilimi hafif raylı sistemin çalışma koşulları değerlendirilerek tasarıma girdi olarak sağlanmıştır. Ek olarak çevirgeçten geçen gücün sınırlandırılması için endüktörden geçen akımın da kontrol edilmesi gerekmektedir. Bu akım kontrolü aynı zamanda çevirgeç sistemindeki bileşenlerin zarar görmemesi için şarttır. Akım kontrolünün çalıştırılmadığı kontrol döngüsünde sistemden geçen akımı sınırlayan tek bileşenin, cihazların iç dirençleri ve ilgili frekanslarda hat empedansları olacağı için sistemden, sistemin anma değerinden çok yüksek bir akımın geçeceği aşikardır. Dolayısıyla, denetleyici tasarımında kontrol edilecek parametreler için hem çıkış gerilimi hem de endüktör akımı kullanılmıştır.

Her iki tip dönüştürücü için de endüktör akımı gözlemlenmektedir. Endüktör akımı sistemin anma gücünde sürekli iletim modunda olacağı için ortalama akım modu kontrolü gerçekleştirilmiş olmaktadır. Ortalama akım modu kontrolü yapısında iç döngüde akımı sınırlayan PI kontrol bloğu, dış döngüde ise gerilim regülasyonunu sağlayan PI kontrol bloğu kullanımı ile gerçekleştirilmiştir. Ortalama akım modu kontrolü sistemden geçen akımın ortalamasını kontrol ederken, sistemden geçen tepe akımlarını aktif olarak kontrol etmemektedir. Sistem tasarımında seçilen endüktör boyutu ve anahtarlama frekansı endüktörden geçen akım dalgacığını sınırladığı için endüktör ortalama akımının kontrolü yeterli görülmüştür.

Dönüştürücülerin denetleyici tasarımı için temel olarak sistemin analog düzlemde (“s-domain”) gecikmeler dahil açık devre cevapları elde edilir. Elde edilen açık döngü cevaplarına göre analog denetleyiciler tasarlanır. Tasarlanan analog dönüştürücüler kodda işletilebilmesi için sayısal forma dönüştürülür. Sistemde denetleyici olarak seri formunda PI denetleyicisi kullanılmıştır.

Analog seri form PI denetleyicisi blok diyagramı aşağıda Şekil 4.6 ile verilmiştir.



Şekil 4.6 Analog Seri Form PI kontrolcüsü Blok Diyagramı

$e(s)$: Hata Sinyali

Kp' : Oransal Kazanç Değeri

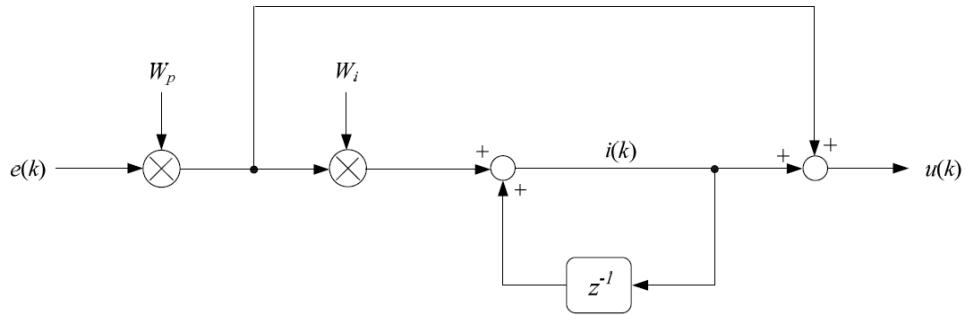
Ki' : Tümlsel Kazanç Değeri

$u(s)$: Kompanze Edilmiş Sinyal

Analog seri form PI kontrolcüsü çıkış fonksiyonu aşağıda tanımlanmıştır.[18]

$$u(s) = e(s) * \left(\frac{Kp' * s + Kp' * Ki'}{s} \right) \quad (4.7)$$

Sayısal seri form PI kontrolcüsü çıkış fonksiyonu blok diyagramı aşağıda Şekil 4.7 ile verilmiştir.



Şekil 4.7 Sayısal Seri Form PI kontrolcüsü Blok Diyagramı

$e(k)$: Sayısal Hata Sinyali

Wp : Sayısal Oransal Kazanç Değeri

Wi : Sayısal Tümlsel Kazanç Değeri

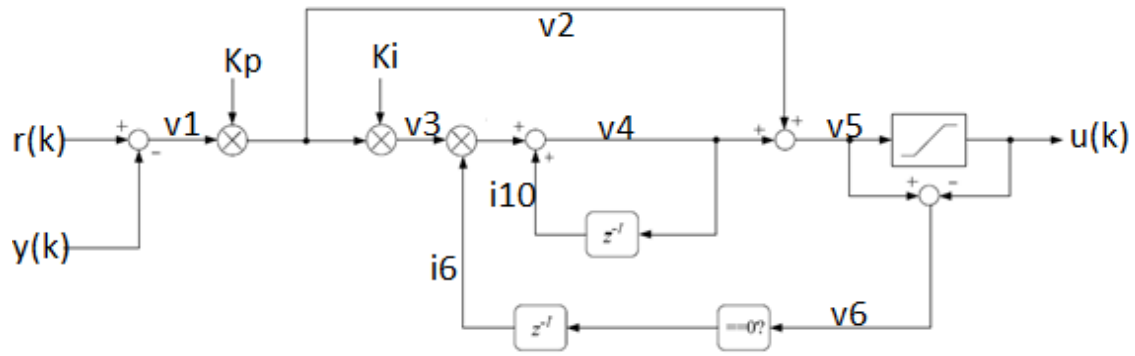
$u(k)$: Kompanze Edilmiş Sayısal Sinyal

Dijital seri form PI kontrolcüsü çıkış fonksiyonu aşağıda tanımlanmıştır.[18]

$$u(k) = u(k - 1) + Wp * (1 + Wi) * e(k) - Wp * e(k - 1) \quad (4.8)$$

Şekil 4.7 ile gösterilen sayısal seri form PI kontrolcüsünün yazılımda işletilebilmesi için mikro denetleyici firmasının “DCL.h” isimindeki hazır kütüphanesi kullanılmıştır. Bu kütüphane içerisinde “PI_C1” isimli blok, sayısal seri form PI kontrolcüsünün işletilebilmesi için tanımlanmıştır. Yazılımda tanımlanmış kesme servis döngüsünde, “DCL_runPI_C1” fonksiyonun çağırılması ile seri form dijital PI fonksiyonu işletilmiş olmaktadır.[19]

Mikro denetleyici firmasının kullandığı dijital seri form PI kontrolcüsü blok diyagramı aşağıda Şekil 4.8 ile verilmiştir.[19]



Şekil 4.8 DCL_PI_C1 Seri Form Sayısal PI Kontrolcüsü Blok Diyagramı

K_p : Mikro denetleyici için Sayısal Oransal Kazanç Değeri

K_i : Mikro denetleyici için Tümlsel Kazanç Değeri

$r(k)$: Mikro denetleyici için Sayısal Referans Değeri

$y(k)$: Mikro denetleyici için Sayısal Okunan Değer

$u(k)$: Mikro denetleyici için Sayısal Çıkış Değeri

U_{max} : Mikro denetleyici için Çıkış En Yüksek Limit Değeri

U_{min} : Mikro denetleyici için Çıkış En Düşük Limit Değeri

Analog seri form PI denetleyicisi parametreleri olan K_p ' ve K_i ' parametreleri elimizde ise “Tustin Method” aracılığıyla sayısal seri form PI denetleyicisi transfer fonksiyonu elde edilebilmektedir. PI denetleyicinin kod içerisinde parametrelerinin girilmesi ve denetleyici çalıştır komutunun kesme servis döngülerinde işletilmesi ile PI kontrol bloğu yazılımda gerçekleşmiş olacaktır.

Benzetim programları yardımıyla sistemin önce iç döngüsü için açık devre cevabı ve daha sonra dış açık döngü cevabı elde edilerek analog düzlemde PI denetleyici parametreleri

elde edilmiştir. Elde edilen analog PI denetleyici katsayıları aşağıdaki dönüşümler ile denetleyici kütüphanesi parametrelerine dönüştürülmüştür.

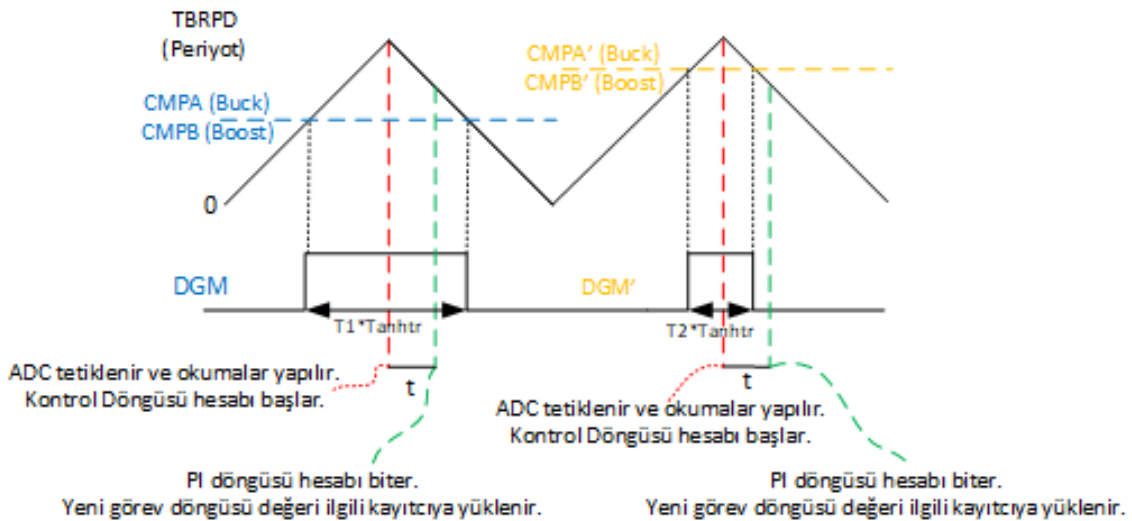
$$Kp = Kp' \times (1 - Ki' \times Tsamp) \quad (4.9)$$

$$Ki = \frac{2+Ki' \times Tsamp}{2-Ki' \times Tsamp} - 1 \quad (4.10)$$

$Tsamp$: Mikro denetleyici Kesme Servis Döngüsü Periyodu

$Tsamp$ değeri yarıiletkenlerin anahtarlama periyoduna eşittir. Çünkü, mikro denetleyici her bir anahtarlama döngüsü için bir kere PI denetleyicisini çalıştırır ve bu PI döngüleri sonunda bir sonraki anahtarlama döngüsü için belirlenmiş görev çevrim değerini ilgili kayıtcıya yazar.

Kontrol döngüsünün ilgili hesapları yapması için anahtarı açan darbe sinyalinin tam orta noktası tetik seviyesi olarak kullanmıştır. Bu işlem için mikro denetleyici DGM modülü içerisindeki “UP-DOWN COUNT” özelliği açılmıştır. Bu sayede ADC portlarından okunan sinyaller darbenin orta noktasından okunarak ortalama akım ve gerilim modu kontrolü gerçekleştirilmiş olacaktır. Ayrıca güç yarıiletkenleri açılma ve kapanma anlarında dönüştürücü ve sinyal hatlarında gürültü salınımlarına sebep olmaktadır. Orta noktadan okunan ADC sinyalleri bu anlamda gürültüden arındırılmış sinyaller olacağı için verilerin sağlıklı okunması sağlanmaktadır. Mikro denetleyici içerisinde gerçekleşen ilgili zamanlama Şekil 4.9 ile gösterilmiştir.

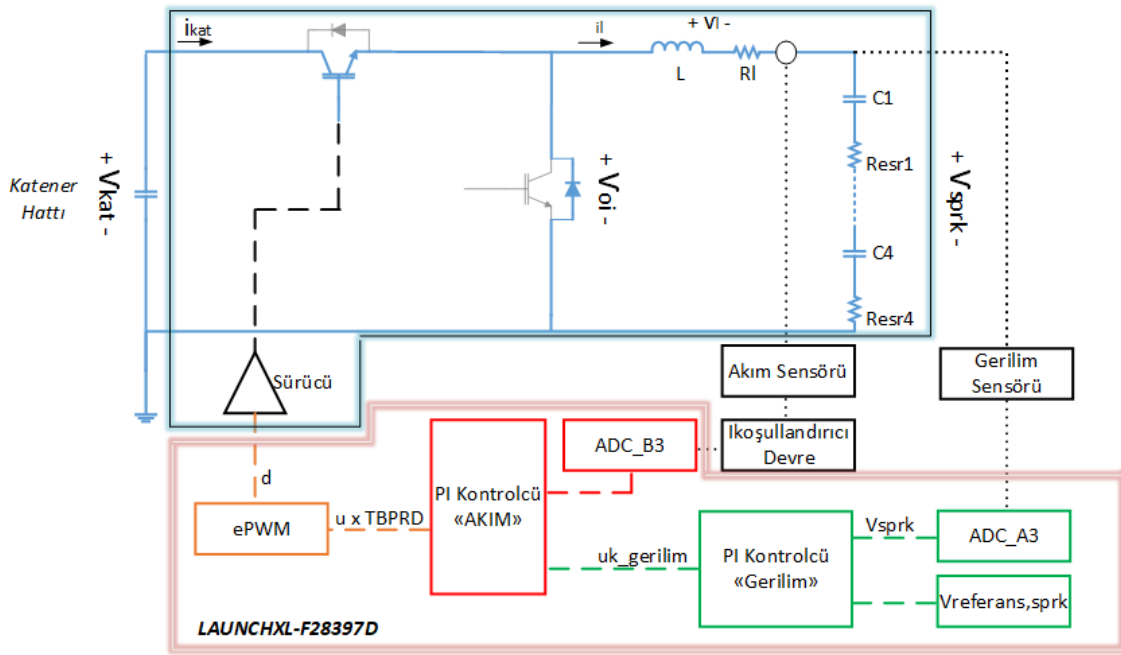


Şekil 4.9 Mikro denetleyici Kontrol Döngüsüne Giriş ve ADC Tetik Zamanlaması Görseli

PI döngüsünün sonucu olarak mikro denetleyici DGM modülüne, yeni DGM karşılaştırma değerleri dijital olarak yüklenir ve bu sayede bir sonraki anahtarlama döngüsü belirlenmiş olur.

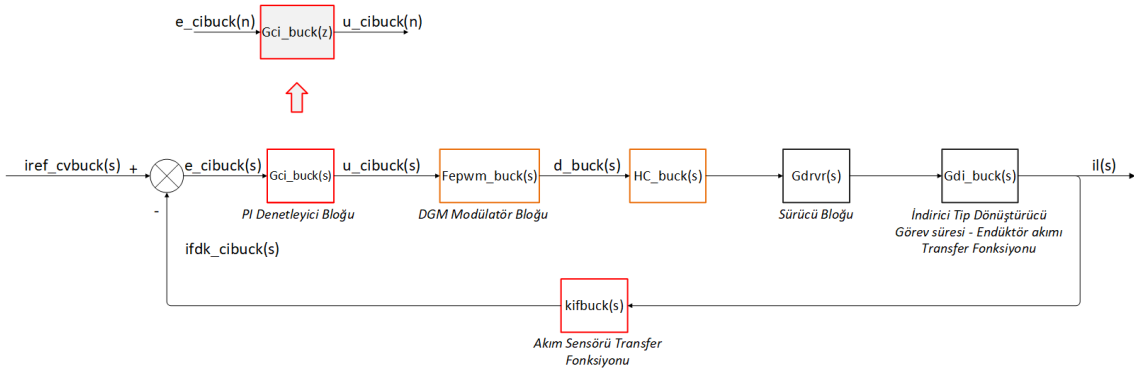
4.1.4.1. İndirici Tip Dönüştürücü İçin Kontrolcü Tasarımı

İndirici tip dönüştürücü için kontrolcü tasarımının hangi yöntem ile oluşturulduğuna dair ilgili blokları içeren görsel Şekil 4.10 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.10 İndirici Tip Dönüştürücü Güç ve Kontrol Blokları Görseli

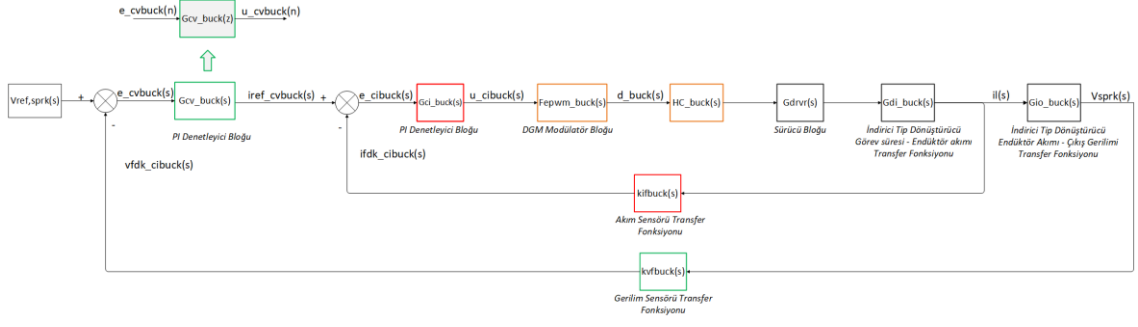
Kontrolcü sisteminin tasarımında yazılım gecikmelerinin de hesaba katıldığı bir negatif geri besleme kontrol mimarisi kurulmuştur. İlgili mimarinin kontrolcü tasarımı blok diyagramı aşağıda Şekil 4.11 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.11 İndirici Tip Dönüştürücü İç (Akım) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması

$i_{ref_cvbuck}(s)$: İndirici Tip Akım Döngüsü Akım Referans Sinyali
$e_{cibuck}(s)$: İndirici Tip Akım Döngüsü Hata Sinyali
$i_{fdk_cibuck}(s)$: İndirici Tip Akım Döngüsü Okunan Akım Sinyali
$G_{ci_buck}(s)$:İndirici Tip Akım Döngüsü Akım Kontrolcüsü Fonksiyonu (PI Kontrolcü)
$u_{cibuck}(s)$: İndirici Tip Akım Döngüsü Kompanze Edilmiş Akım Sinyali
$F_{epwm_buck}(s)$: İndirici Tip Darbe Genişlik Modülatörü
$d_{buck}(s)$: İndirici Tip Anahtar Görev Sinyali
$HC_{buck}(s)$: İndirici Tip Gecikmeler Fonksiyonu
$G_{drv}(s)$: İndirici Tip Sürücü Fonksiyonu
$G_{di_buck}(s)$: İndirici Tip Görev Çevrimi - Endüktör Akımı Fonksiyonu
$il(s)$: İndirici Tip Endüktör Akımı Sinyali
$k_{ifbuck}(s)$: İndirici Tip Akım Dönüştürücü Fonksiyonu
$e_{cibuck}(n)$: İndirici Tip Akım Döngüsü Sayısal Hata Sinyali
$u_{cibuck}(n)$: İndirici Tip Akım Döngüsü Kompanze Edilmiş Sayısal Akım Sinyali
$G_{ci_buck}(z)$: İndirici Tip Akım Döngüsü Akım Kontrolcüsü Sayısal Fonksiyonu

Kontrolcü tasarımı yapılırken; indirici tip akım döngüsü akım kontrolcüsü fonksiyonu ($G_{ci_buck}(s)$) değeri 1 olarak kabul edilir. Çünkü, henüz iç döngü kontrolcüsü tasarlanmamıştır ve ilk olarak sistemin açık akım döngüsü transfer fonksiyonu frekans cevabı elde edilmelidir. Benzetim programı aracılığıyla bu açık döngü transfer fonksiyonu frekans cevabı elde edilerek kontrolcü parametreleri tasarlanmıştır. Elde edilen kontrolcü parametreleri ilgili $G_{ci_buck}(s)$ bloğunun içerisine girilerek bu sefer de aşağıda Şekil 4.12 ile gösterilen açık gerilim döngüsü transfer fonksiyonu frekans cevabı elde edilmiştir. Dış gerilim döngüsü kontrolcü tasarımı yapılırken; indirici tip gerilim döngüsü gerilim kontrolcüsü fonksiyonu ($G_{cv_buck}(s)$) değeri 1 olarak kabul edilir. Çünkü, henüz dış döngü kontrolcüsü tasarlanmamıştır. İç akım döngüsü tasarımında olduğu gibi dış gerilim döngüsünün, açık döngü frekans cevabı elde edilerek ilgili $G_{cv_buck}(s)$ kontrolcü bloğunun parametreleri elde edilmiştir.



Şekil 4.12 İndirici Tip Dönüştürücü Dış (Gerilim) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması

$V_{ref,sprk}(s)$: İndirici Tip Süperkapasitör Gerilim Referansı

$e_{cvbuck}(s)$: İndirici Tip Gerilim Döngüsü Hata Sinyali

$vfdk_{cibuck}(s)$: İndirici Tip Gerilim Döngüsü Okunan Gerilim Sinyali

$Gcv_{buck}(s)$: İndirici Tip Gerilim Döngüsü Gerilim Kontrolcüsü Fonksiyonu

$e_{cvbuck}(n)$: İndirici Tip Gerilim Döngüsü Sayısal Hata Sinyali

$u_{cvbuck}(n)$: İndirici Tip Gerilim Döngüsü Kompanze Edilmiş Sayısal Akım Sinyali

$Gci_{buck}(z)$: İndirici Tip Gerilim Döngüsü Akım Kontrolcüsü Sayısal Fonksiyonu

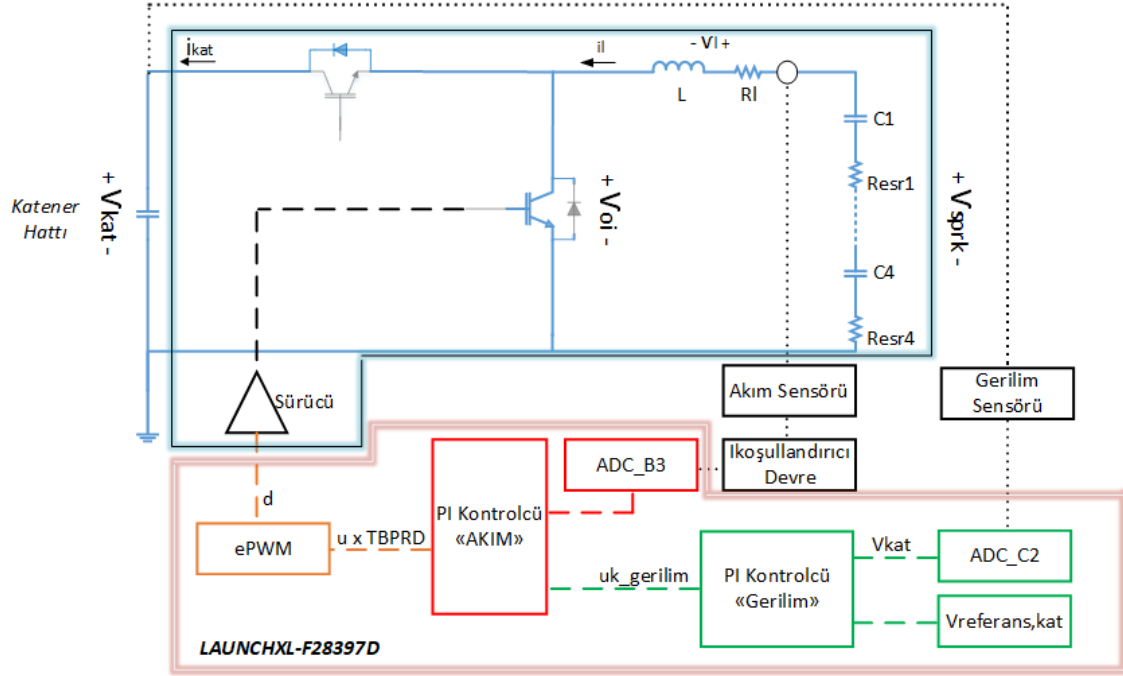
İndirici tip dönüştürücü için yazılımda kullanılan PI tasarımsal özellikleri ve PI değerleri Çizelge 4.4 ile gösterilmiştir.

Çizelge 4.4 İndirici Tip Dönüştürücü Mikro denetleyici PI Tasarım Kriterleri ve Katsayıları

Bölüm	PI Katsayıları	PI Tasarım Kriterleri	Notlar
İndirici Tip Dönüştürücü, Dış Döngü	$K_p=0,1168$ $K_i=0,5252$ $U_{max}= 0,7$ (Limit Akım) $U_{min}= -1$ $F_{anhtr}=5kHz$	Kesim Frekansı= $100Hz$ Faz Marjı= $60dB$	$U_{max}= 0,7$ iken endüktör akımı limit değeri sensör kazancı kullanılarak ($0.7 / 0,00336$) $208,3A$ olarak hesaplanır. U_{max} değeri değiştirilerek akım artırıp azaltılabilir.
İndirici Tip Dönüştürücü, İç Döngü	$K_p=0,5565$ $K_i=0,0662$ $U_{max}= 0,69$ (Görev Çevrim Limiti) $U_{min}=-1$ $F_{anhtr}=5kHz$	Kesim Frekansı= $320Hz$ Faz Marjı = $60dB$	$U_{max}=0,69$ iken; süperkapasitor en yüksek $517,5V$ değerine tekabül eder. Bu parametre de 4 adet seri süperkapasitörün aşırı şarj olmasını engelleyecek şekilde seçildi.

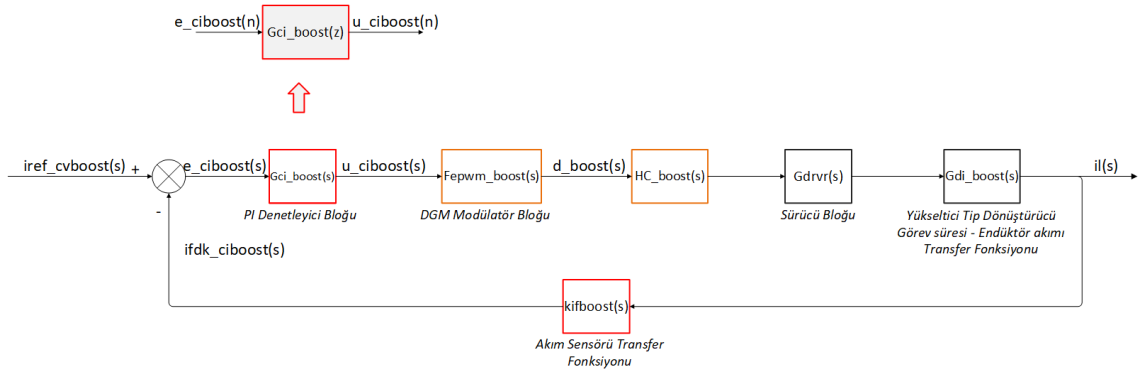
4.1.4.2. Yükseltici Tip Dönüştürücü İçin Kontrolcü Tasarımı

Yükseltici tip dönüştürücü için kontrolcü tasarımının hangi yöntem ile oluşturulduğuna dair ilgili blokları içeren görsel Şekil 4.13 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.13 Yükseltici Tip Dönüştürücü Güç ve Kontrol Blokları Görseli

Kontrolcü sisteminin tasarımında yazılım gecikmelerinin de hesaba katıldığı bir negatif geri besleme kontrol mimarisi kurulmuştur. İlgili mimarinin kontrolcü tasarımı blok diyagramı aşağıda Şekil 4.14 ile gösterilmiştir.



Şekil 4.14 Yükseltici Tip Dönüştürücü İç (Akım) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması

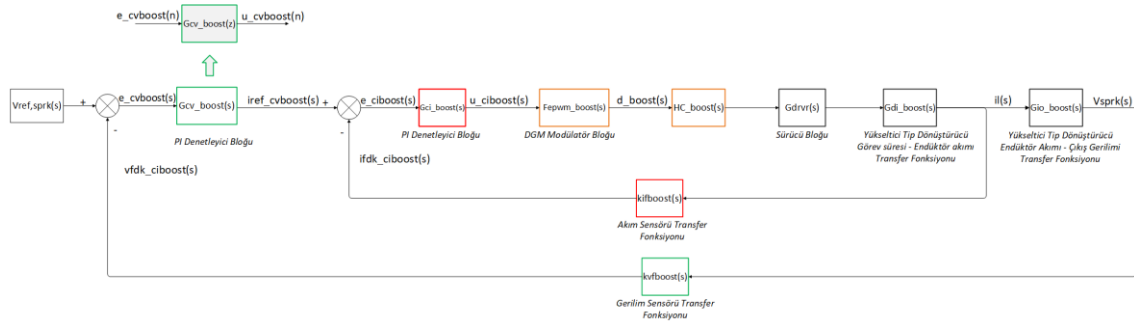
$iref_{cvboost}(s)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Akım Referans Sinyali

$e_{ciboost}(s)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Hata Sinyali

$ifdk_{ciboost}(s)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Okunan Akım Sinyali

- $Gci_{boost}(s)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Akım Kontrolcüsü Fonksiyonu
- $u_{ciboost}(s)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Kompanze Edilmiş Akım Sinyali
- $Fepwm_{boost}(s)$: Yükseltici Tip Darbe Genişlik Modülatörü
- $d_{boost}(s)$: Yükseltici Tip Anahtar Görev Sinyali
- $HC_{boost}(s)$: Yükseltici Tip Gecikmeler Fonksiyonu
- $Gdrvr(s)$: Yükseltici Tip Sürücü Fonksiyonu
- $Gdi_{boost}(s)$: Yükseltici Tip Görev Çevrimi - Endüktör Akımı Fonksiyonu
- $il(s)$: Yükseltici Tip Endüktör Akımı Sinyali
- $kif_{boost}(s)$: Yükseltici Tip Akım Dönüştürücü Fonksiyonu
- $e_{cioost}(n)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Sayısal Hata Sinyali
- $u_{ciboost}(n)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Kompanze Edilmiş Sayısal Akım Sinyali
- $Gci_{boost}(z)$: Yükseltici Tip Akım Döngüsü Akım Kontrolcüsü Sayısal Fonksiyonu

Kontrolcü tasarımı yapılırken; yükseltici tip akım döngüsü akım denetleyicisi fonksiyonu ($Gci_{boost}(s)$) değeri 1 olarak kabul edilir. Çünkü, henüz iç döngü denetleyicisi tasarlanmamıştır ve ilk olarak sistemin açık akım döngüsü transfer fonksiyonu frekans cevabı belirlenecektir. Bir benzetim programı aracılığıyla bu açık döngü transfer fonksiyonu frekans cevabı elde edilerek denetleyici parametreleri tasarlanmıştır. Elde edilen denetleyici parametreleri ilgili $Gci_{boost}(s)$ bloğunun içerisine girilerek bu sefer de aşağıda Şekil 4.12 ile gösterilen açık gerilim döngüsü transfer fonksiyonu frekans cevabı elde edilmiştir. Dış gerilim döngüsü denetleyici tasarımı yapılırken; Yükseltici tip gerilim döngüsü gerilim denetleyicisi fonksiyonu ($Gcv_{boost}(s)$) değeri 1 olarak kabul edilir. Çünkü, henüz dış döngü denetleyicisi tasarlanmamıştır. İç akım döngüsü tasarımında olduğu gibi dış gerilim döngüsünün, açık döngü frekans cevabı elde edilerek ilgili $Gcv_{boost}(s)$ denetleyici bloğunun parametreleri elde edilmiştir.



Şekil 4.15 Yükseltici Tip Dönüştürücü Dış (Gerilim) Geri Besleme Döngüsü Blok Şeması

$V_{ref,sprk}(s)$: Yükseltici Tip Süperkapasitör Gerilim Referansı

$e_{cvboost}(s)$: Yükseltici Tip Gerilim Döngüsü Hata Sinyali

$vfdk_{ciboost}(s)$: Yükseltici Tip Gerilim Döngüsü Okunan Gerilim Sinyali

$Gcv_boost(s)$: Yükseltici Tip Gerilim Döngüsü Gerilim Kontrolcüsü Fonksiyonu

$e_{cvboost}(n)$: Yükseltici Tip Gerilim Döngüsü Sayısal Hata Sinyali

$u_{cvboost}(n)$: Yükseltici Tip Gerilim Döngüsü Kompanze Edilmiş Sayısal Akım Sinyali

$Gci_boost(z)$: Yükseltici Tip Gerilim Döngüsü Akım Kontrolcüsü Sayısal Fonksiyonu

Yazılım gecikmelerinin sisteme dahil edildiği ilgili denetleyicilerin tasarımı benzetim programı aracılığıyla analog alanda ("s-domain") gerçekleştirilmiştir. Tasarlanan bu denetleyicilerin yazılımda işletilebilmesi için sayısal veriye çevrilmesi gerekmektedir. Sistemde denetleyici olarak seri formunda PI denetleyicisi kullanılmıştır.

Yükseltici tip dönüştürücü için PI denetleyicisi tasarımı indirici tip dönüştürücüde kullanılan yöntemler kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Sistem gecikmelerinin dahil olduğu analog düzlemde tasarlanmış PI katsayıları daha sonra sayısal çevrilerek mikro denetleyici yazılımına girdi olarak girilmiştir.

Yükseltici tip dönüştürücü için yazılımda kullanılan PI tasarımsal özellikleri ve PI değerleri Çizelge 4.5 ile gösterilmiştir.

Çizelge 4.5 Yükseltici Tip Dönüştürücü Mikro denetleyici PI Tasarım Kriterleri ve Katsayıları

Bölüm	PI Katsayıları	PI Tasarım Kriterleri	Notlar
Yükseltici Tip Dönüştürücü, Dış Döngü	$K_p=0,8751$ $K_i=0,1697$ $U_{max}= 0,7$ (Limit Akım) $U_{min}= -1$ $F_{anhtr}=5kHz$	Kesim Frekansı= $100Hz$ Faz Marjı= $60dB$ $RHPZ=0.55kHz$	$U_{max}= 0,7$ iken endüktör akımı limit değeri sensör kazancı kullanılarak ($0.7 / 0,00336$) $208,3A$ olarak hesaplanır. U_{max} değeri değiştirilerek akım artırıp azaltılabilir.
Yükseltici Tip Dönüştürücü, İç Döngü	$K_p=0,4520$ $K_i=0,0553$ $U_{max}= 0,84$ (Görev Çevrim Limiti) $U_{min}=-1$ $F_{anhtr}=5kHz$	Kesim Frekansı= $320Hz$ Faz Marjı = $60dB$ $RHPZ=0.55kHz$	$U_{max}=0,84$ iken; Süperkapasitör $125V$ 'a düşse bile katener hattı $750V$ olsun istediğimiz için U_{max} değerini $0,84$ olarak girmeliyiz.

Güç dönüştürücülerinin küçük sinyal analizi, ilgili transfer fonksiyonlarında kutupların ve sıfırların varlığını ortaya çıkarır. Transfer fonksiyonunun kararlılık analizi, bu kutupların ve sıfırların s-düzleminde işgal ettikleri konuma bakmayı içerir. Kararlı bir dönüştürücü için önemli bir koşul da, hem sıfırların hem de kutupların s-düzleminin sol yarısında bulunmasıdır. Hesaplamalar, RHPZ' nin CCM sabit frekans voltaj modunda ve akım modu tekniklerinde var olduğunu ve benzer bir konumda bulunduğunu göstermektedir [20].

Bazı güç elektroniği mimarilerinin küçük sinyal analizlerinde sağ yarı düzlemde sıfır oluşmaktadır. Sağ yarı düzlem sıfır, endüktör üzerinde enerjinin depo edilip bir sonraki anahtar hareketinde depolanan enerjinin çıkışa aktarıldığı güç elektroniği mimarilerinde ortaya çıkabilmektedir. Dönüştürücülerde anlık güç ihtiyacını karşılayabilmek için öncesinde daha yüksek enerji depo etmek gerekmektedir. Görev çevriminin artmasına rağmen çıkış gerilimi anlık enerjinin karşılanamamasından dolayı düşecek ve kontrol döngüsü kısa bir süre için ters çalışmış olacaktır. Bu da kısa süreli dalgalanmalara sebep olabilmektedir. RHPZ' nin kısır etkilerini sınırlamanın bir yolu, mevcut döngü bant genişliğini daha kötü durumdaki RHPZ pozisyonunun%20-30'u ile sınırlamaktır [20].

4.2. Yardımcı Güç Kaynağı Kartının Tasarımı

Yardım güç kaynağı kartı üzerinde hazır DA-DA dönüştürücüler bulunduran, ana kartın, sürücülerin ve akım – gerilim sensörlerinin ihtiyaç duyduğu dahili gerilimlerin üretilmesini sağlayan bir karttır. Yardımcı güç kaynağı kartı, 24V çıkış gerilimine sahip şebekeden enerjilendirilen harici bir AA-DA dönüştürücü aracılığıyla enerjilendirilmektedir. Yardımcı güç kaynağı kartının çıkış gerilimleri DSUB konektör aracılığıyla tüm sürücü ve dönüştürücü arayüzlerine sahip ana karta iletilmektedir. Kullanılan hazır DA-DA dönüştürücüler ve ilgili verileri Çizelge 4.6 ile gösterilmiştir. DA-DA dönüştürücülerin elektriksel boyutlandırılmasında, enerjilendirilecek elektronik birimlerin güç tüketimleri kullanılmıştır. Elde edilen verilerle de DA-DA dönüştürücülerin seçimi yapılmıştır. Yardımcı güç kaynağı kartı, iki katmanlı bir BDK tasarımı ile üretilmiştir.

Çizelge 4.6 DA-DA Dönüştürücülerin Tanıtımı

Birim	Anma Giriş Gerilimi/Çıkış Gerilimi	Anma Çıkış Akımı/Gücü
THL 10-2411WIN	24V/5,1V	2A/10,2W
TEN 8-2423WI	24V/±15V	±0,267A/8W
TEN 3-2410WIN	24V/3,3V	0,75A/2,475W
TEN 20-2413WIN	24V/15V	1,33A/19,95W

Yardımcı güç kaynağı kartının her bir DA-DA dönüştürücüsünün çıkışına yükler bağlanmış ve çıkış gerilimleri elde edilmiştir.



Şekil 4.16 Yardımcı Güç Kaynağı Kartı Görşeli

5. BENZETİM ÇALIŞMALARI VE DENEYSEL ÇALIŞMALAR

Bu bölümde çift yönlü çevirgeç sisteminin hem benzetiminin hangi araç ile nasıl yapıldığı ve benzetimin sonuçları, hem de sistem üzerinden alınan ölçüm sonuçları gösterilmektedir.

5.1. Çift Yönlü Çevirgeç Sistemi Tasarımının Benzetim Ortamında Gözlemlenmesi

Öncelikli olarak çevirgeç sistemi basit ve ideal anahtarlar kullanılarak her bir yön için ayrı ayrı gerçekleştirilmiştir. Süperkapasitör bloğu gerilimi el ile değiştirilerek gereksinimlerde yer alan verileri sağlayıp sağlamadığı gösterilmiştir. Benzetim aracı olarak “MATLAB” programının “Simulink” aracı kullanılmıştır. Bu aracın kullanılmasının en temel sebebi, sistem kontrolünde kullandığımız mikro denetleyiciye gömülü PI denetleyicilerinin bloklar halinde benzetim ortamına eklenebilmesi ve donanım ile yazılımın benzetiminin aynı anda yapılabilmesidir. Bu sayede, tasarımın hem donanım hem de yazılım ile aynı anda denenmesi gerçekleştirilmiş olacaktır.

“Simulink” aracının içerisinde çeşitli benzetim çözümleri vardır. Teze konu sistem için “ode23tb (stiff/TR-BDF2)” çözümlüsünün sürekli zamanda ve değişken adımlarda kullanılması uygun görülmüştür.

Simulation time

Start time: 0.0 Stop time: 2

Solver selection

Type: Variable-step Solver: ode23tb (stiff/TR-BDF2)

▼ Solver details

Max step size: auto Relative tolerance: 1e-3

Min step size: auto Absolute tolerance: auto

Initial step size: auto Auto scale absolute tolerance

Solver reset method: Fast

Shape preservation: Disable All

Number of consecutive min steps: 1

Solver Jacobian method: auto

Zero-crossing options

Zero-crossing control: Use local settings Algorithm: Nonadaptive

Time tolerance: 10*128*eps Signal threshold: auto

Number of consecutive zero crossings: 1000

Tasking and sample time options

Automatically handle rate transition for data transfer

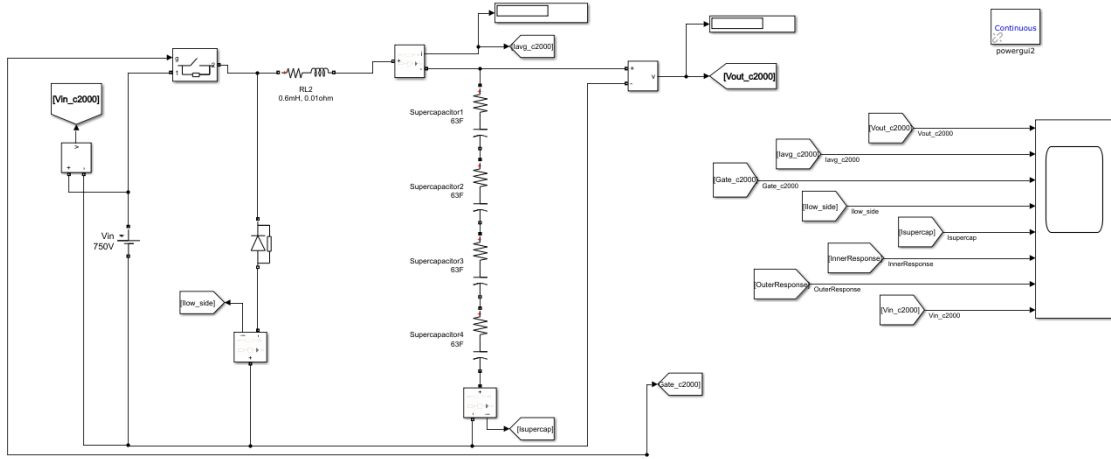
Higher priority value indicates higher task priority

Şekil 5.1 “Simulink” Aracı Benzetim Çözümlü Bilgileri

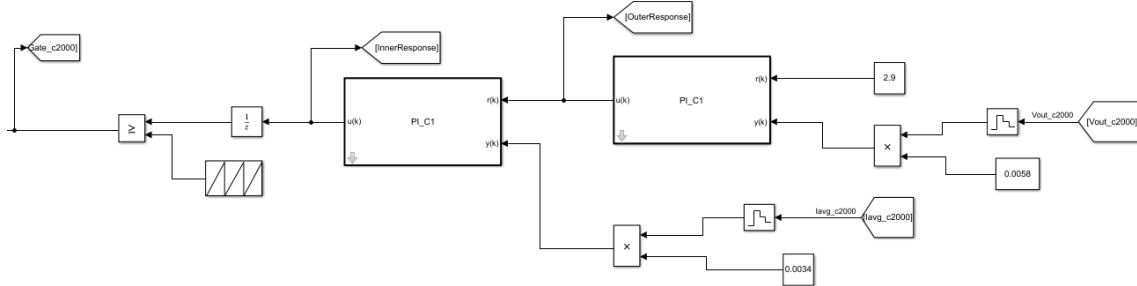
Anahtarlama frekansı 5kHz olduğu için simülasyon süreleri dalga şekillerinin izlenebilir olması için ayarlanmıştır.

5.1.1. Frenleme Modu Kapalı Devre Benzetimi

Frenleme modu, güç bloğu benzetim şeması Şekil 5.2 ile kontrol bloğu benzetim şeması Şekil 5.3 ile gösterilmiştir.

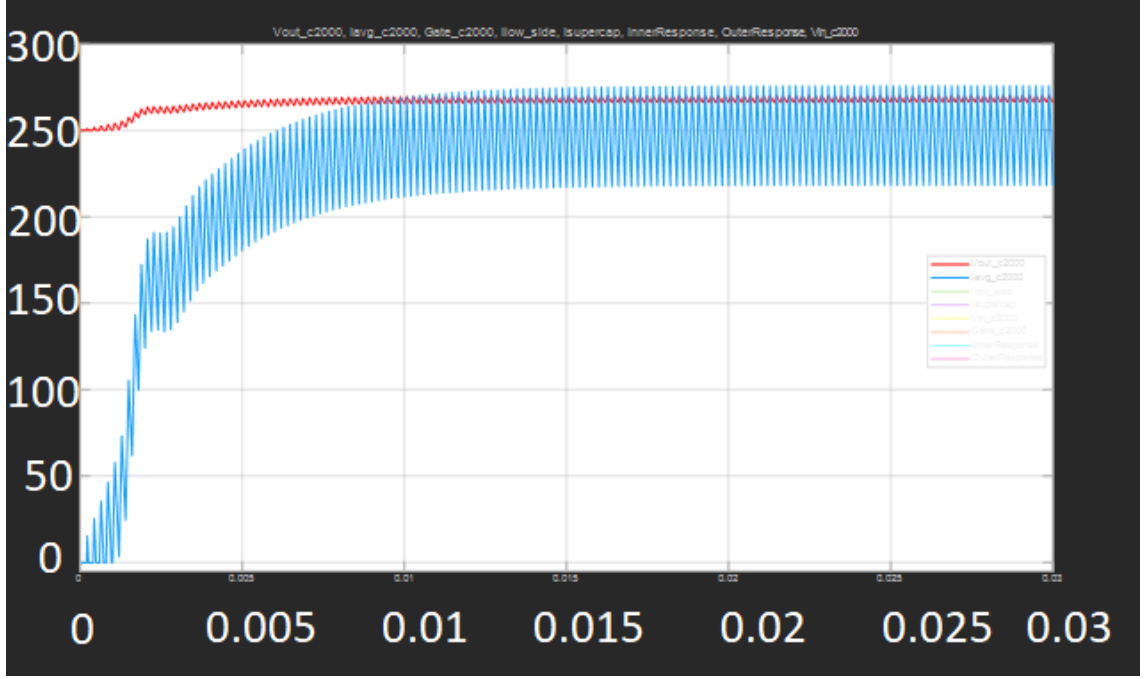


Şekil 5.2 Frenleme Modu, Güç Bloğu Benzetim Şeması



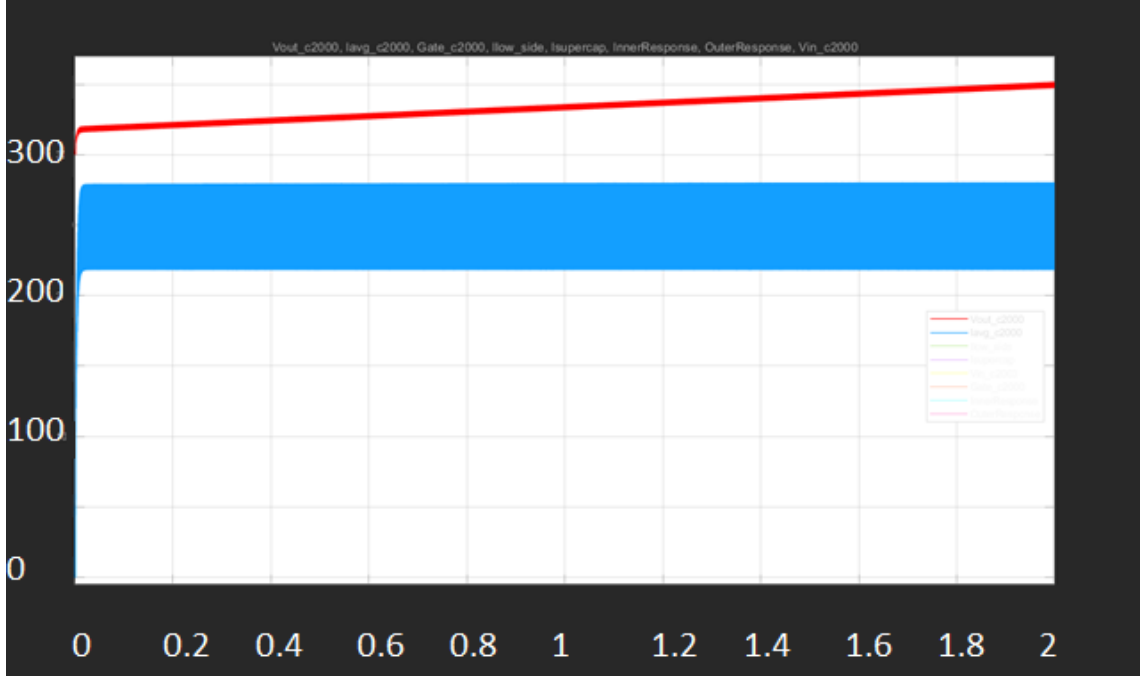
Şekil 5.3 Frenleme Modu, Kontrol Bloğu Benzetim Şeması

Çeşitli süperkondansatör gerilimlerinde endüktör akımının önceden belirlenmiş seviyede sabit kaldığı ve süperkondansatörlerin istenilen gerilime ulaştığında endüktör akımının yavaş yavaş azaldığı ilgili benzetim sonuçlarında gösterilmiştir.

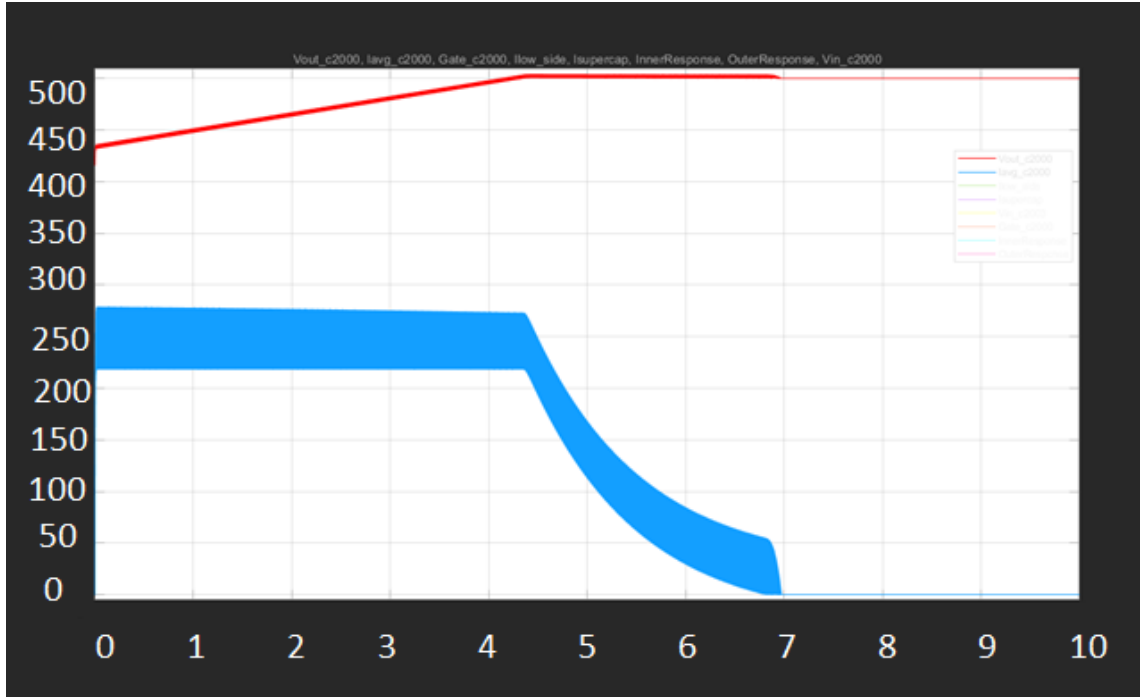


Şekil 5.4 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 250V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi Yatay Eksen 0,03sn)

Şekil 5.4 dalga şekilleri, süperkapasitör bloğu operasyonel en düşük gerilimde iken; aracın fren yaptığı durumun benzetimini göstermektedir. Süperkapasitör gerilimi 250V'ta iken benzetim başlatılmakta ve gerilimin endüktör akımının artmasıyla arttığı gözlemlenmektedir. Endüktör akımı yaklaşık olarak 0,020sn sonra sınır değerine ulaşmakta ve o seviyede kalmaktadır. Benzetim süresi uzatıldıkça endüktör akımı sabit kalırken süperkapasitör bloğu geriliminin arttığı Şekil 5.5 ile gösterilmiştir.



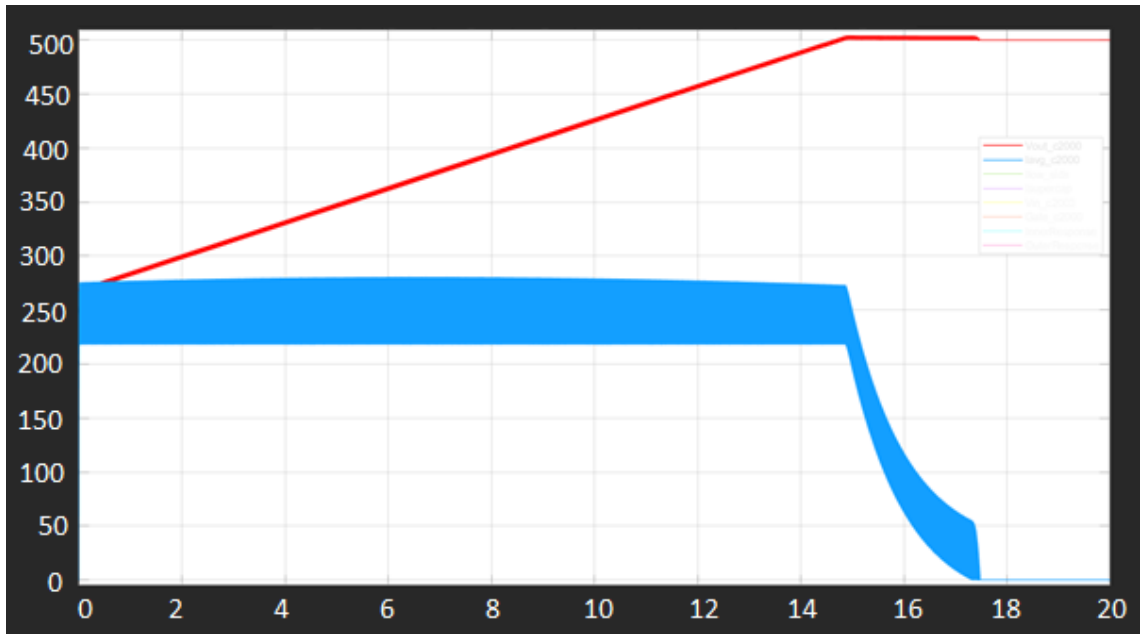
Şekil 5.5 Frenleme Modu, Süperkapasitör Gerilimi(Kırmızı) 300V iken; Endüktör Akımı(Mavi) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi 2sn)



Şekil 5.6 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 416V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi Yatay Eksen 10sn)

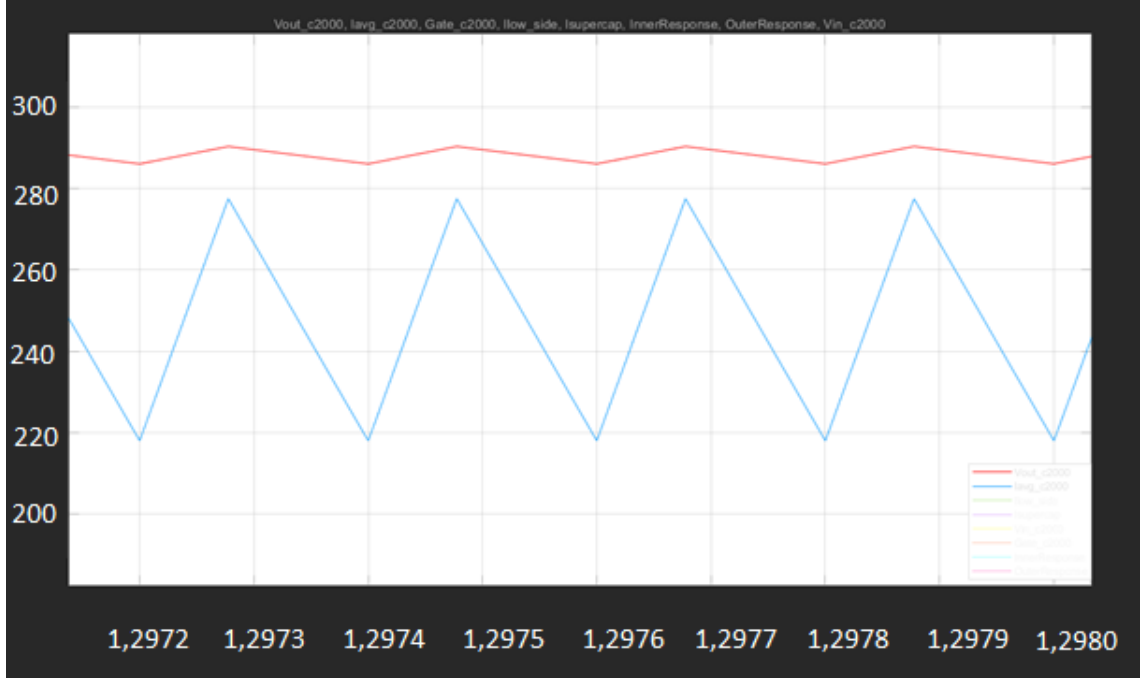
Şekil 5.6 dalga şekilleri, süperkapasitör bloğunun rastgele seçilmiş 415V gerilimde iken; aracın fren yaptığı durumun benzetimini göstermektedir. Süperkapasitör gerilimi 415V'ta

iken benzetim başlatılmakta ve gerilimin endüktör akımının artmasıyla arttığı gözlemlenmektedir. Zaman ilerledikçe endüktör akımı yazılım tarafından sınırlandırılmakta ve süperkapasitörlerin şarjı tam güçte devam etmektedir. Süperkapasitör bloğu yazılıma önceden girilmiş şarj sonu gerilimine ulaşınca akım otonom olarak kısılmaktadır. Bu sayede denetleyicinin, katener hattında yeterli enerji olması durumunda dahi süperkapasitör bloğuna zarar vermeden akımını kısıtması gösterilmiştir. Akımın eğri şeklinde kısılmasının sebebi süperkapasitör bloğunun iç direncinden kaynaklanmaktadır. Şarj akımı düştükçe iç direnç üzerindeki gerilim düşecek ve süperkapasitör hücrelerinin tam kapasiteye dolması sağlanacaktır. Bir süre sonra yazılım süperkapasitör bloğunun tamamen dolduğunu gözlemleyerek, şarj akımını sıfırlamaktadır.



Şekil 5.7 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 250V'tan 500V'a Şarj Olurken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri, (Benzetim Süresi ,Yatay Eksen 20sn)

Şekil 5.7 ile süperkapasitör bloğunun operasyonel en düşük gerilim olan 250V'tan tam şarj gerilimi olan 500V'a yükselişi sırasında süperkapasitör gerilimi ve endüktör akımı gösterilmiştir.



Şekil 5.8 Frenleme Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi (V) 280V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A) Benzetim Dalga Şekilleri (Yatay Eksen-Saniye)

Şekil 5.8 ile süperkapasitör bloğu gerilimi ve akımı dalgacığı detaylı olarak gösterilmektedir. Şekilden de görüleceği gibi süperkapasitör gerilim dalgacığı ve endüktör akım dalgacığı kavramsal tasarım parametreleri ile tutarlı çıkmaktadır.

$V_{vcpp_{dsrc}} = 4V$ olarak hesaplanmıştı, benzetim sonucu olarak ise 4,3V olarak ölçülmüştür.

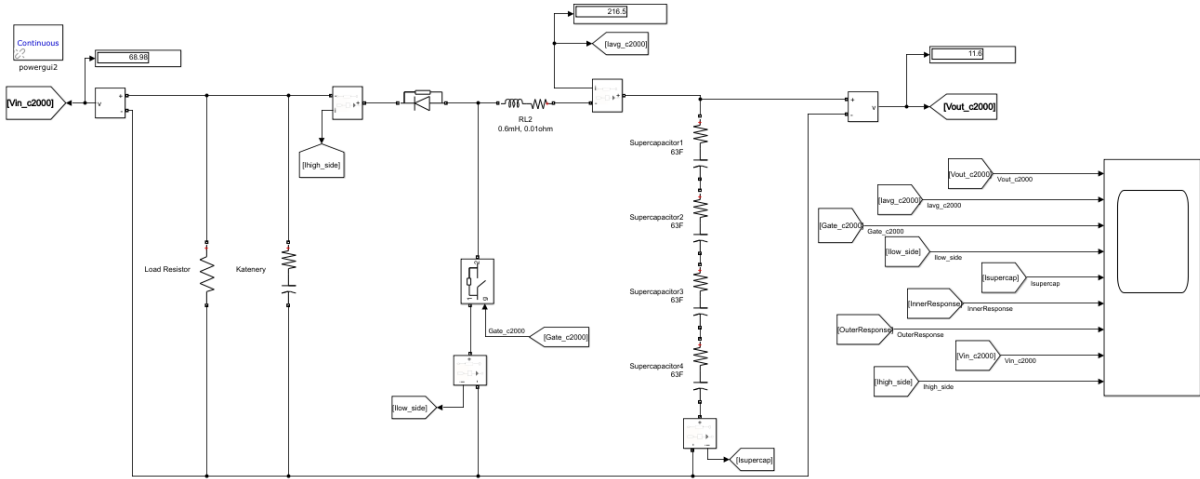
$V_{ilpp_{dsrc}} = 55,56A$ olarak hesaplanmıştı, benzetim sonucu olarak ise 59,4A ölçülmüştür.

5.1.2. Yol Alma Modu Kapalı Devre Benzetimi

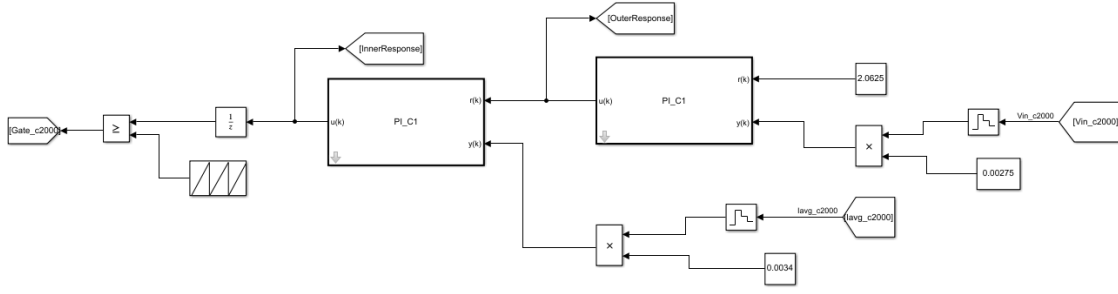
Yol alma modu, güç bloğu benzetim şeması Şekil 5.9 ile kontrol bloğu benzetim şeması Şekil 5.10 ile gösterilmiştir. Yol alma modu sisteminin çıkışında katener hattı, girişinde ise süperkapasitör bloğu bulunmaktadır. Katener hattının modellenmesi için [8] çalışmasında 3-faz DGM doğrultucu kullanılmıştır. Yine bu çalışmada katener hattı yükü için araçların çekiş sistemlerinde kullanılan çıkışına motor bağlanmış 3-faz evirici sistem kullanılmıştır. Yükseltici tip dönüştürücünün çıkışında ise kapasitör olarak 10mF kullanılmıştır. Bu değer 3-faz DGM doğrultucu çıkışında ve 3-faz evirici sistemi girişinde bulunan kapasitörlerin eşdeğeri olan 10mF kullanılmıştır. Çıkış yükü olarak tam güç ihtiyacını sürekli olarak benzetebilmek için 4,5Ω değerinde yük kullanılması gerekmektedir.

$$R_{y_{ksl,yük}} = \frac{V_{kat}}{i_{y_{ksl,yük}}} = \frac{750}{166,7} = 4,5\Omega \quad (5.1)$$

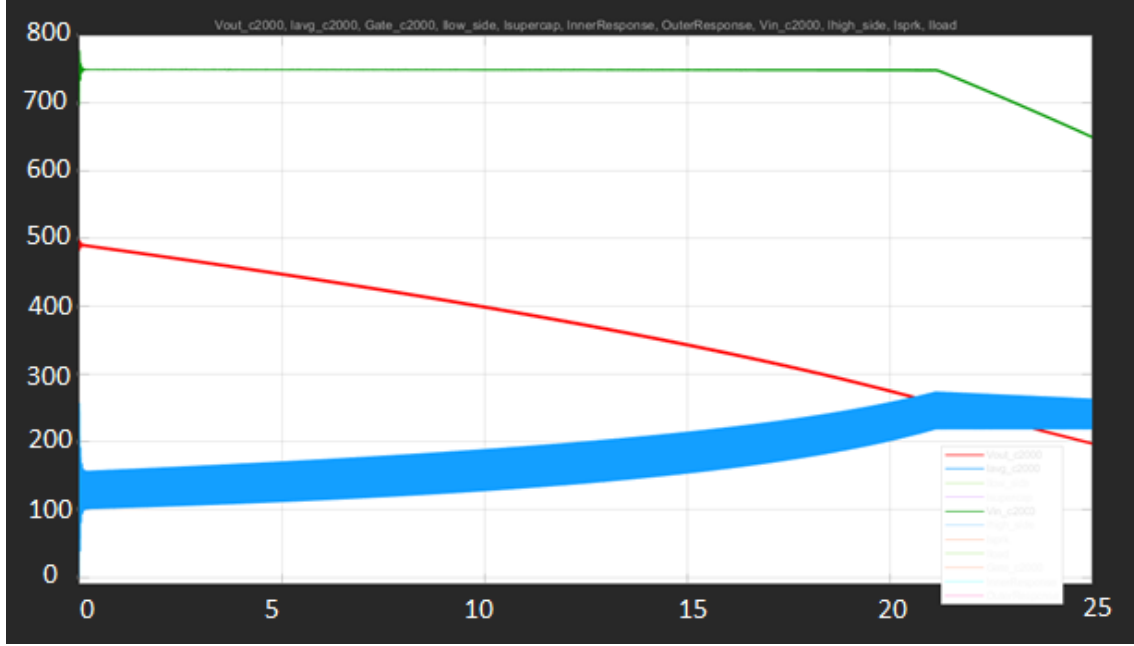
Yol alma modunda çıkış gücünü sabit olarak değerlendirdiğimizde süperkapasitör gerilimi sürekli olarak düşmekte ve endüktörden çekilen akım sürekli artmaktadır. Kavramsal tasarım bölümünde de gösterildiği gibi sabit çıkış gücü altında, operasyonel en düşük endüktör akımı süperkapasitör geriliminin en yüksek olduğu gerilimde gerçekleşmektedir. Kavramsal tasarım aşamasında gösterildiği gibi süperkapasitör bloğu gerilimi 500V iken en yüksek çıkış gücünde endüktör akımı talebi 250A olmakta ve süperkapasitör bloğu gerilimi 250V iken en yüksek çıkış gücünde endüktör akımı talebi 500A'ye kadar çıkabilmektedir. Fakat, endüktör tasarımı 250A anma akımına dayanabilecek şekilde tasarlandığı için sistem en yüksek çıkış gücünü en yüksek süperkapasitör bloğu gerilimi olan 500V'ta sağlayabilmektedir. Bu durumda sistemin katener hattında sürekli olarak 750V oluşturup oluşturamadığı gösterilmemektedir, çünkü süperkapasitör gerilimi düştükçe çıkış gücü düşmekte ve bu da katener hattı gerilimini benzetim ortamında 750V'un altında görülmesine sebep olmaktadır. Yazılım ve donanım bloğunun sağlıklı çalıştığını göstermek için yük direnci 9Ω değerine yükseltilerek, çıkış akımının 166,7A seviyesine geç ulaşması ve ulaşana kadar katener hattının 750V'ta tutulduğu gösterilmek istenmiştir. Bu 9Ω yük değerinde süperkapasitör gerilimi ancak 250V değerine düştüğünde endüktör akımı 250A'ye ulaşacak ve katener hattı geriliminin düştüğü gözlemlenecektir.



Şekil 5.9 Yol Alma Modu, Güç Bloğu Benzetim Şeması

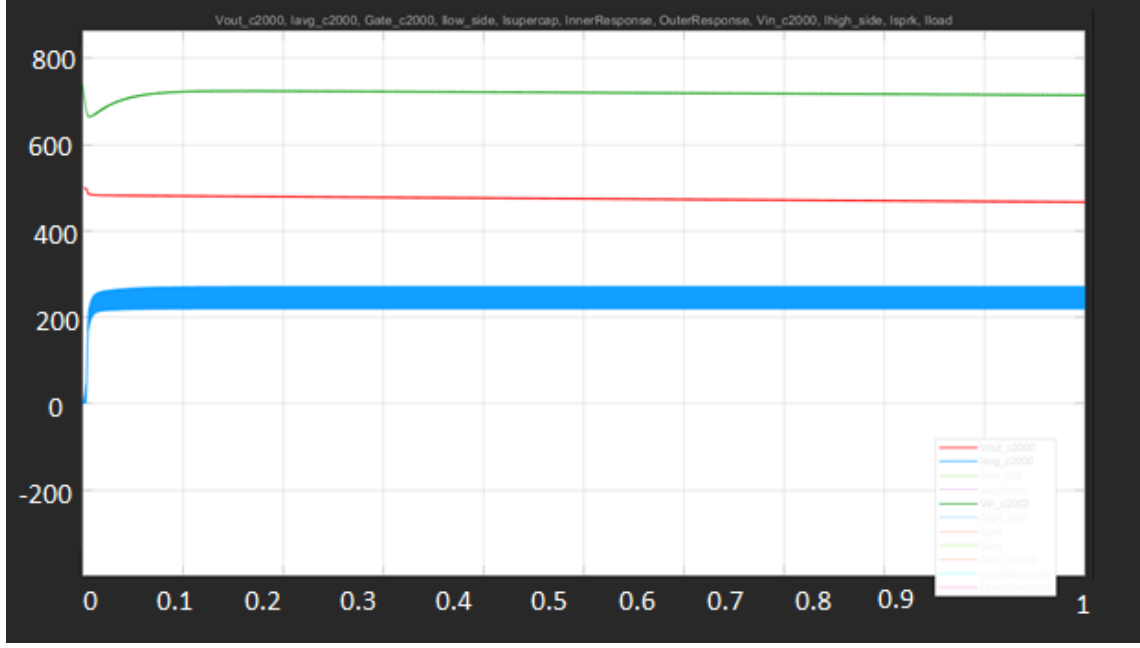


Şekil 5.10 Yol Alma Modu, Kontrol Bloğu Benzetim Şeması



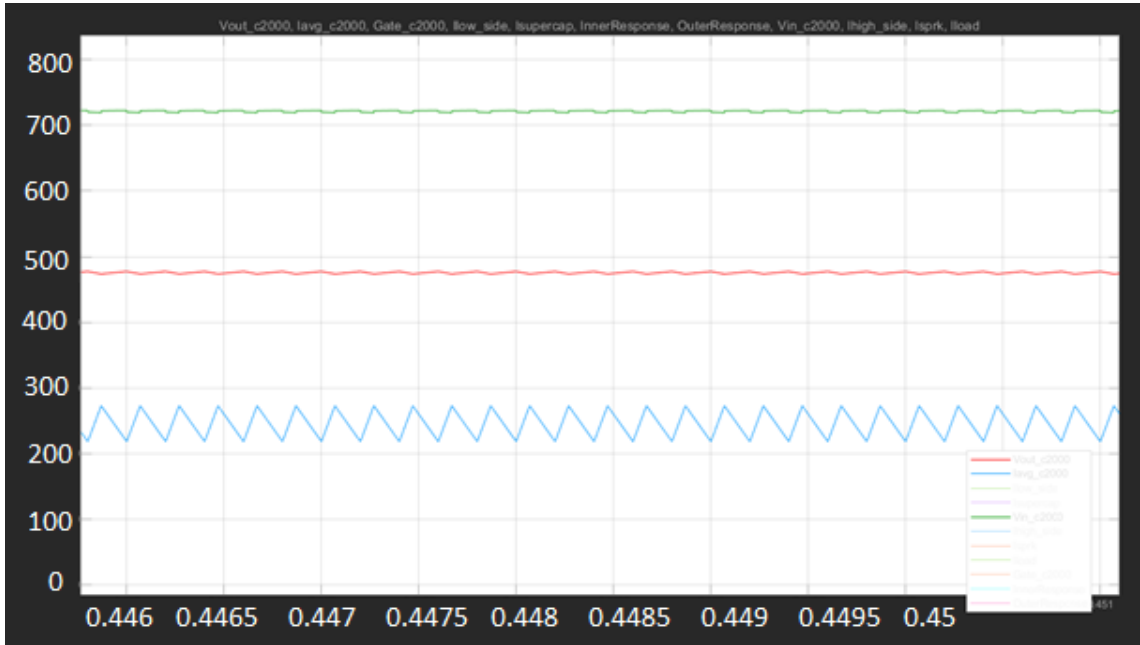
Şekil 5.11 Yol Alma Modu, Süperkapasitör Başlangıç Gerilimi(Kırmızı) 500V iken; Endüktör Akımı(Mavi), Katener Hattı Gerilimi(Yeşil) Benzetim Dalga Şekilleri, (Ryksl,yük=9Ω, Benzetim Süresi 25sn)

Yol alma modunda süperkapasitör bloğu gerilimi sürekli olarak düştüğü için dönüştürücü en yüksek çıkış gücünü en yüksek süper kapasitör geriliminde sağlamaktadır. Endüktör akımı 250A seviyesine yaklaştığı zaman, yazılım endüktör akımı artış ihtiyacına karşılık vermeyerek çıkış gücünü sınırlamaktadır. Bu zamana kadar da denetleyicinin katener hattını 750V'ta tuttuğu da gözlemlenmiştir. En nihayetinde sabit direnç yükünde, endüktör akımı daha fazla artmadığı için katener hattı gerilimi düşmektedir. Benzetimde katener hattı gerilimi düşse de aslında düşen parametrenin süperkapasitör tarafından ekstradan sağlanabilen aracın yol alma gücü olduğu aşikardır.



Şekil 5.12 Yol Alma Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi(V) 500V iken; Mavi: Endüktör Akımı(A), Yeşil: Katener Hattı Gerilimi(V) Benzetim Dalga Şekilleri, (Ry_{ksl},yük=4.5Ω, Benzetim Süresi Yatay Eksen 1sn)

Şekil 5.12 ile anma çıkış yükünde (4,5Ω) endüktör akımının 250A değerine limitlendiği gösterilmek istenmiştir.



Şekil 5.13 Yol Alma Modu, Kırmızı: Süperkapasitör Gerilimi(V) , Mavi: Endüktör Akımı(A), Yeşil: Katener Hattı Gerilimi(V) Benzetim Dalga Şekilleri (Yakınlaştırılmış-An, Yatay Eksen Saniye)

Şekil 5.13 ile endüktör akımı dalga şeklinin detaylı olarak gösterilmesi hedeflenmiştir. Endüktör akımı ortalama değeri 250A iken dalgacığı yaklaşık olarak 56A seviyesindedir. Süperkapasitör bloğu gerilim dalgacığı da beklenildiği gibi 4V seviyesindedir.

5.1.3. Frenleme ve Yol Alma Modu Güç Kayıpları Benzetimi

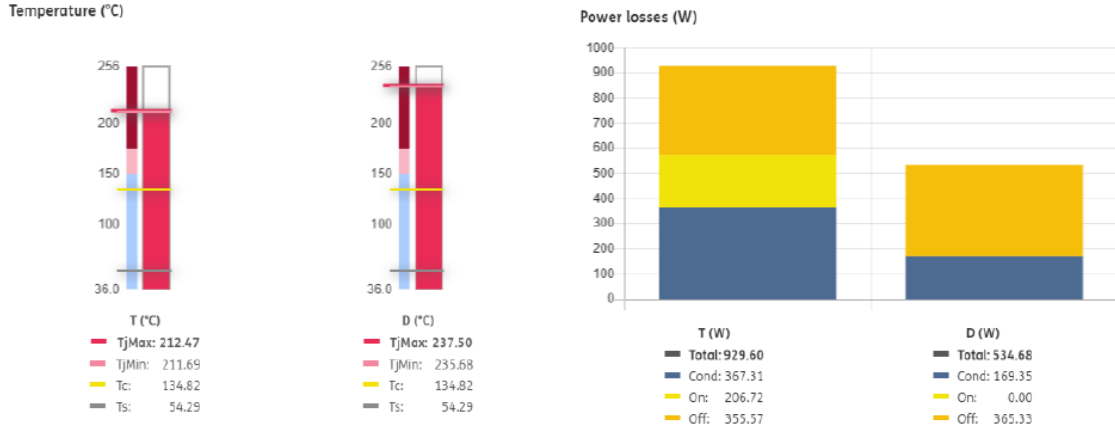
5.1.3.1. IGBT Modül Güç Kayıpları Benzetimi

IGBT modül güç kayıpları benzetimi için “Semikron” firmasının “SemiSel V5” benzetim programı kullanılmıştır.

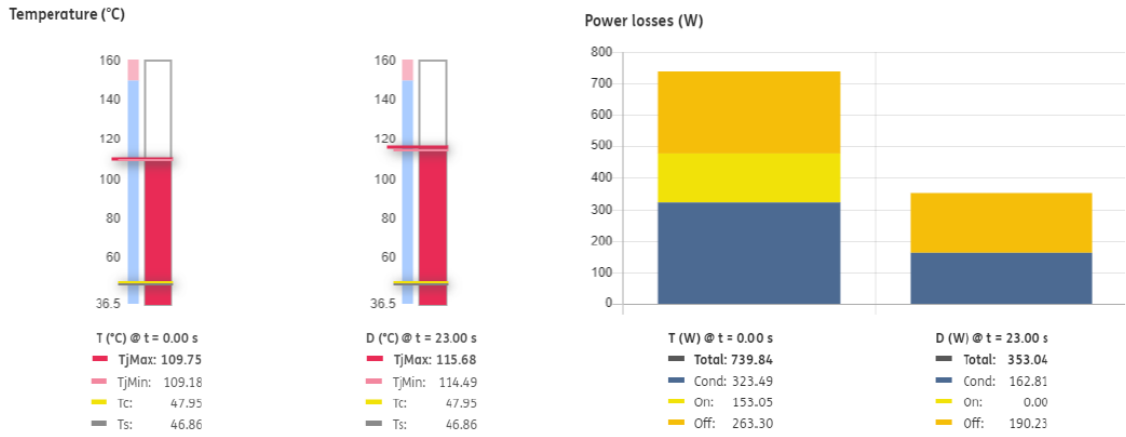
İndirici ve yükseltici tip dönüştürücünün ilgili benzetimi yapılırken 125kW çıkış gücü ve farklı anahtarlama frekansları için ortam sıcaklığı olarak 25°C, soğutucu plaka ısıl direnci olarak 0,02 K/W ve ısıl arayüz malzemesi ısıl direnci olarak 0,001 K/W kullanılmıştır. Bu benzetim çıktıları SiC MOSFET benzetim çıktıları ile karşılaştırılabilir olması için kullanılacaktır.

İndirici tip dönüştürücü için deneysel çalışmalarda kullanılan ısıl arayüz malzemesi ısıl direnci 0,055 K/W olduğu için çıkış gücü 62,5kW, 50kW, 35kW, 20kW olan ve 5kHz anahtarlama frekansına sahip benzetimlerde bu değer kullanılmıştır. Bu sayede benzetim ile deneysel verilerin karşılaştırılması sağlanmıştır. Ayrıca teorik hesaplamaların doğrulanması için 125kW çıkış gücü için bir benzetim yapılmıştır.

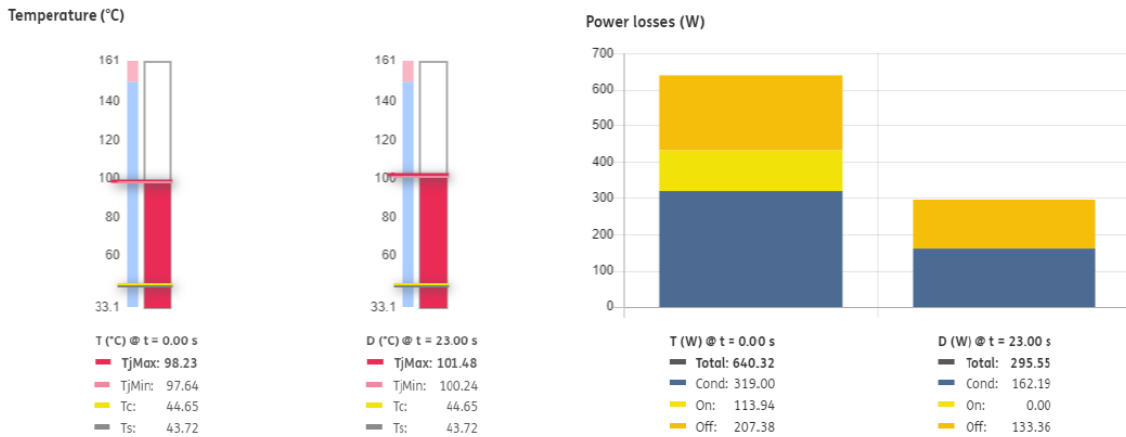
Aşağıda indirici tip dönüştürücü için 5kHz anahtarlama frekansında 125kW, 62,5kW, 50kW ve 35kW çıkış gücü için elde edilen yarıiletken güç kayıplar ve eklem sıcaklıkları gösterilmiştir. Ayrıca, indirici tip dönüştürücü için 125kW çıkış gücünde 5kHz, 4kHz, 3kHz, 2kHz ve 1,15kHz anahtarlama frekanslarında güç kayıpları ve yarıiletken eklem sıcaklıkları gösterilmiştir.



Şekil 5.14 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,055K/W$)

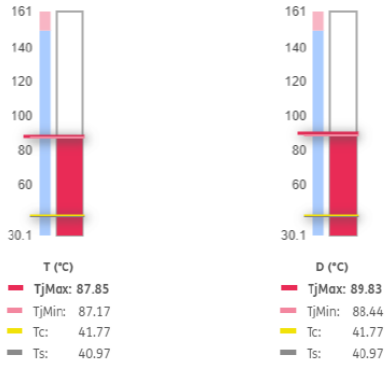


Şekil 5.15 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,001K/W$)

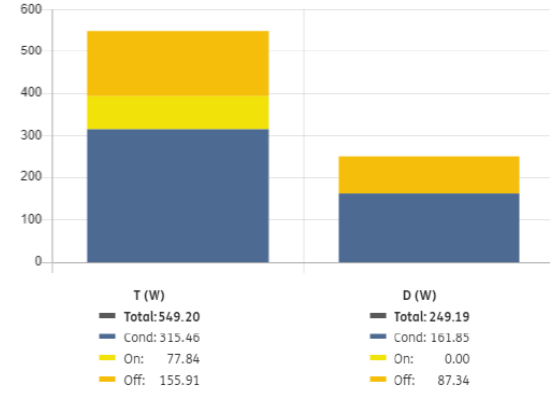


Şekil 5.16 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=4kHz, R_{ks}=0,001K/W$)

Temperature (°C)

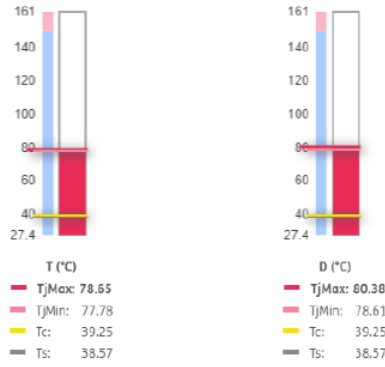


Power losses (W)

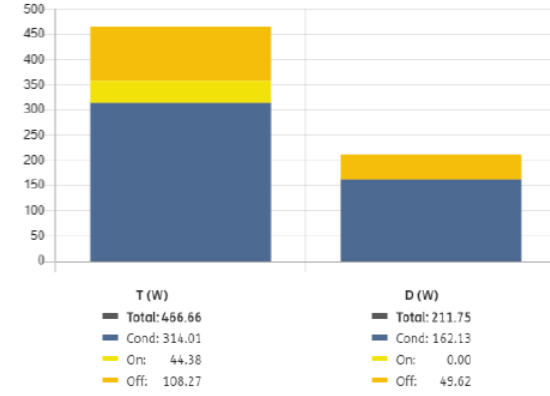


Şekil 5.17 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=3kHz, R_{ks}=0,001K/W$)

Temperature (°C)

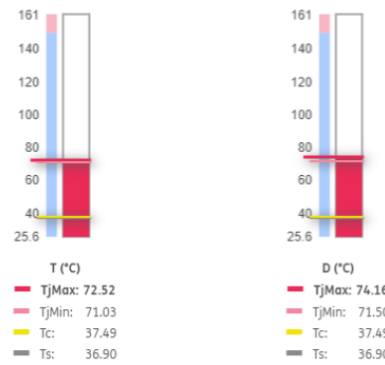


Power losses (W)

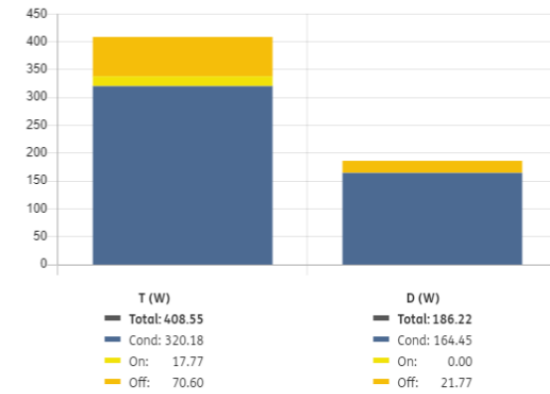


Şekil 5.18 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=2kHz, R_{ks}=0,001K/W$)

Temperature (°C)

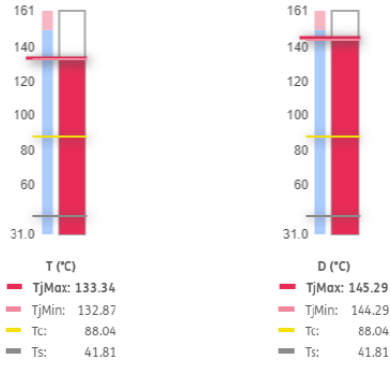


Power losses (W)

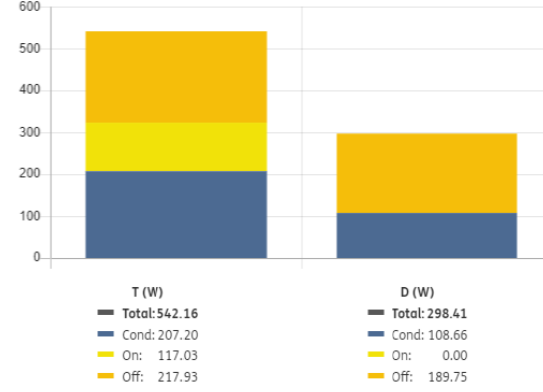


Şekil 5.19 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=1,15kHz, R_{ks}=0,001K/W$)

Temperature (°C)

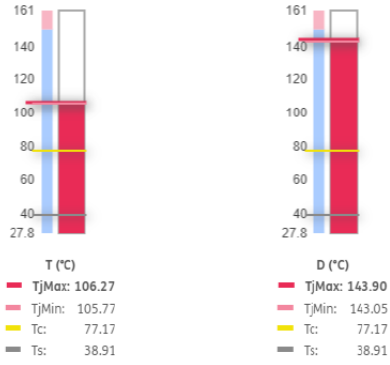


Power losses (W)

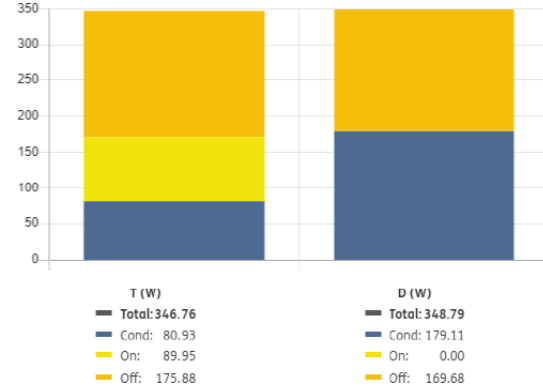


Şekil 5.20 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 92,5kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V, Vsprk=500V, İletim=175A, Fanhtr=5kHz, Rks=0,055K/W)

Temperature (°C)

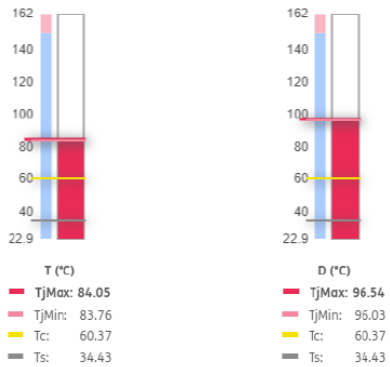


Power losses (W)

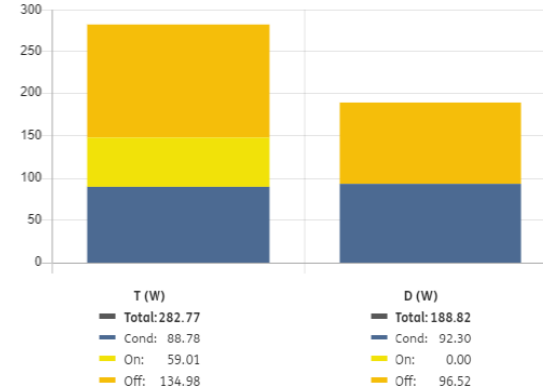


Şekil 5.21 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 40kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları (Vgiriş=750V, Vsprk=250V, İletim=160A, Fanhtr=5kHz, Rks=0,055K/W)

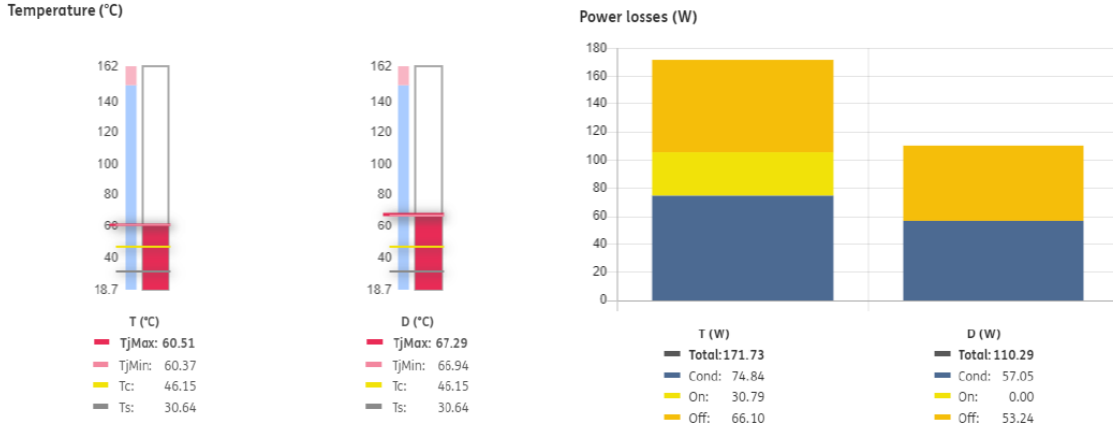
Temperature (°C)



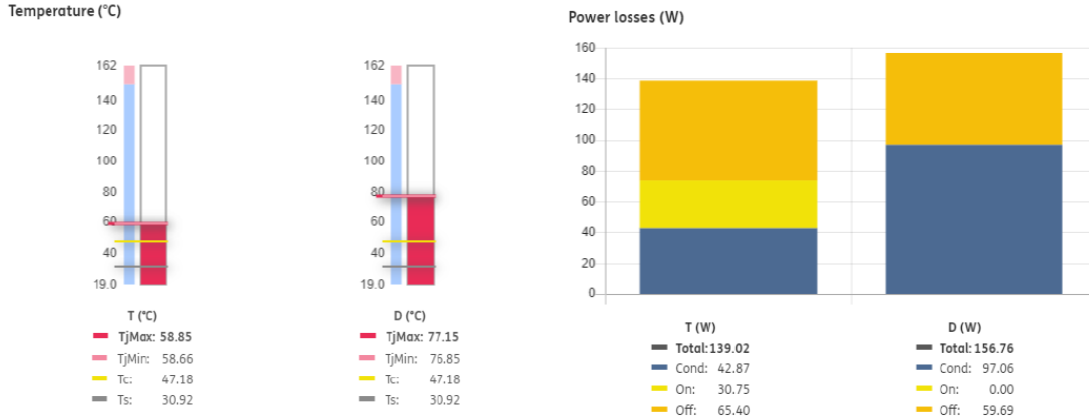
Power losses (W)



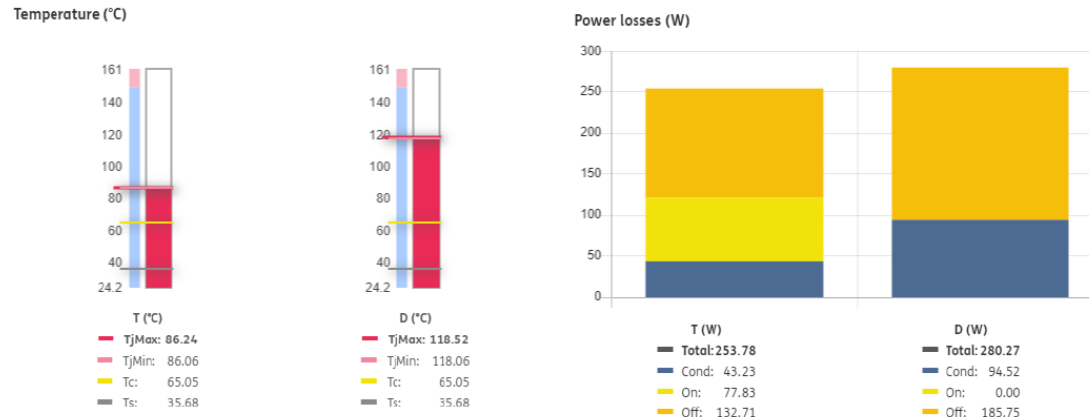
Şekil 5.22 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 50kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V, V_{sprk}=400V, I_{iletim}=125A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,055K/W$)



Şekil 5.23 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 35kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V, V_{sprk}=350V, I_{iletim}=100A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,055K/W$)



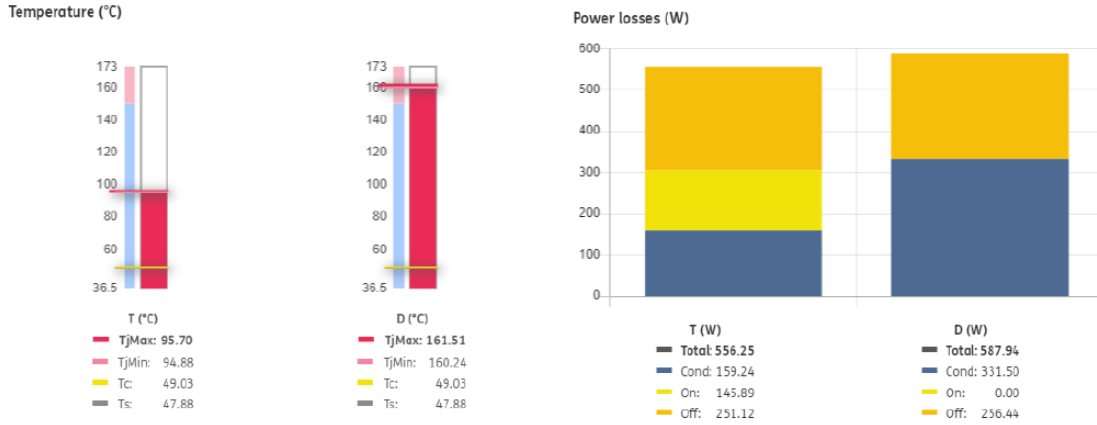
Şekil 5.24 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 20kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V, V_{sprk}=200V, I_{iletim}=100A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,055K/W$)



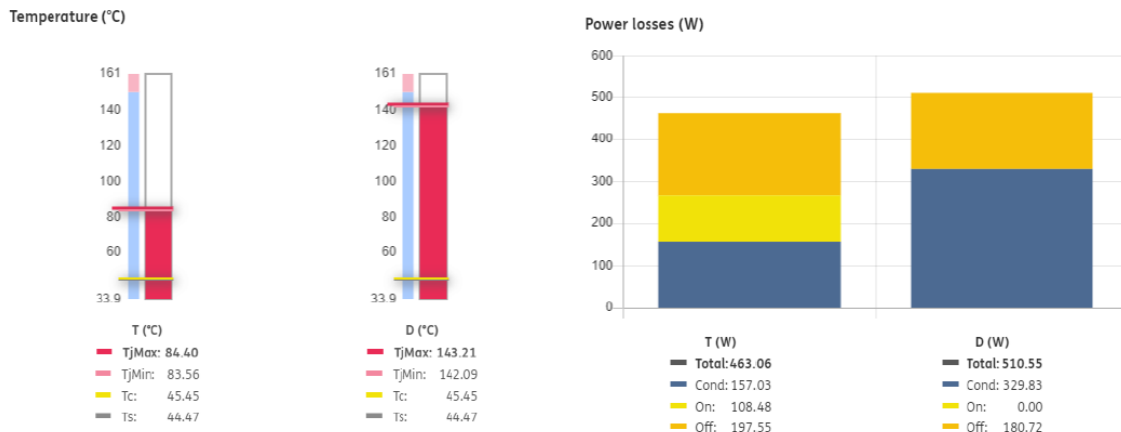
Şekil 5.25 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 20kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V, V_{sprk}=200V, I_{iletim}=100A, F_{anhtr}=10kHz, R_{ks}=0,055K/W$)

Aşağıda yükseltici tip dönüştürücü için 125kW çıkış gücünde 5kHz, 4kHz, 3kHz, 2kHz ve 1,15kHz anahtarlama frekanslarında güç kayıpları ve yarıiletken eklem sıcaklıkları gösterilmiştir.

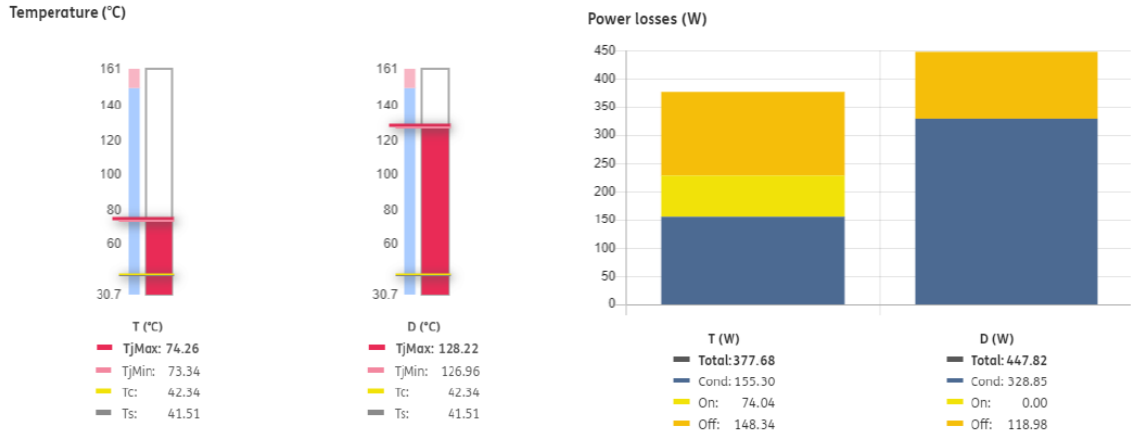
Yükseltici tip dönüştürücü için deneysel çalışmalarda kullanılan ısıl arayüz malzemesi ısıl direnci 0,055 K/W olduğu için çıkış gücü 36kW olan ve 5kHz anahtarlama frekansına sahip benzetimlerde bu değer kullanılmıştır. Bu sayede benzetim ile deneysel verilerin karşılaştırılması sağlanmıştır.



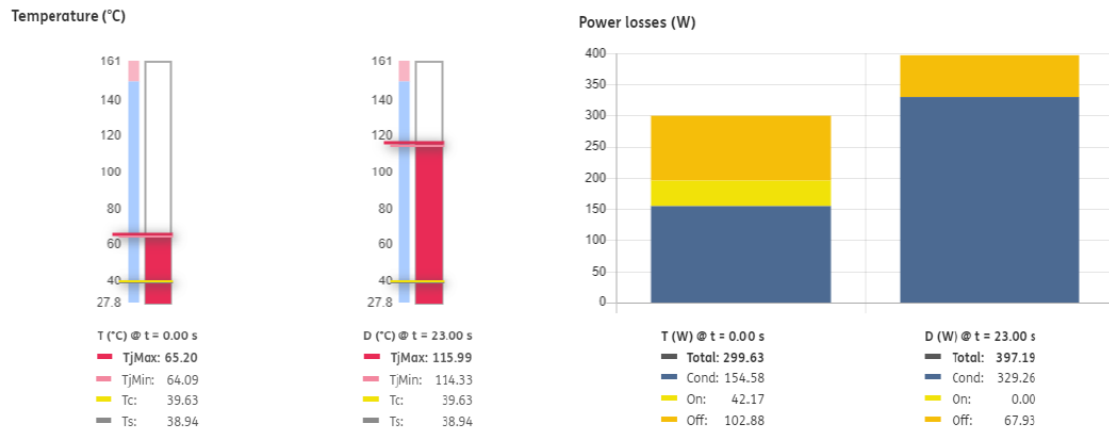
Şekil 5.26 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=5kHz, R_{ks}=0,001K/W$)



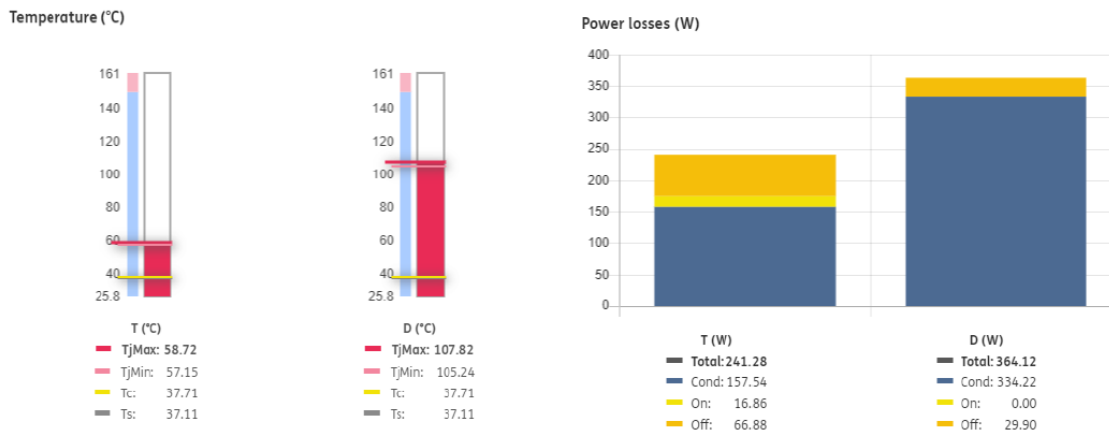
Şekil 5.27 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V, V_{sprk}=500V, I_{iletim}=250A, F_{anhtr}=4kHz, R_{ks}=0,001K/W$)



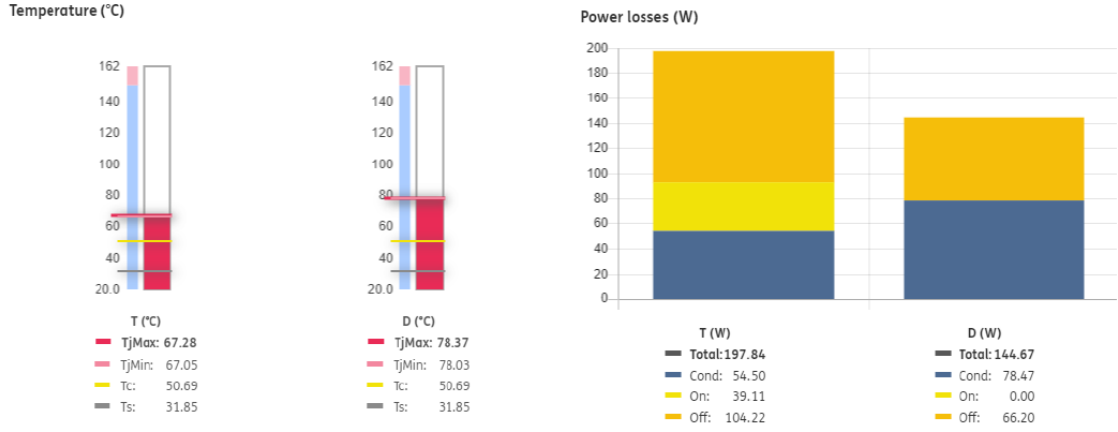
Şekil 5.28 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{\text{çıkış}}=750\text{V}$, $V_{\text{sprk}}=500\text{V}$, $I_{\text{iletim}}=250\text{A}$, $F_{\text{anhtr}}=3\text{kHz}$, $R_{\text{ks}}=0,001\text{K/W}$)



Şekil 5.29 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{\text{çıkış}}=750\text{V}$, $V_{\text{sprk}}=500\text{V}$, $I_{\text{iletim}}=250\text{A}$, $F_{\text{anhtr}}=2\text{kHz}$, $R_{\text{ks}}=0,001\text{K/W}$)



Şekil 5.30 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 125kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{\text{çıkış}}=750\text{V}$, $V_{\text{sprk}}=500\text{V}$, $I_{\text{iletim}}=250\text{A}$, $F_{\text{anhtr}}=1,15\text{kHz}$, $R_{\text{ks}}=0,001\text{K/W}$)



Şekil 5.31 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT Modül 36,3kW Çıkış Gücü İçin Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{\text{çıkış}}=750\text{V}$, $V_{\text{sprk}}=400\text{V}$, $I_{\text{iletim}}=90\text{A}$, $F_{\text{anahtr}}=5\text{kHz}$, $R_{\text{ks}}=0,055\text{K/W}$)

5.1.3.2. SiC MOSFET Modül Güç Kayıpları Benzetimi

SiC MOSFET modül güç kayıpları benzetimi için “Wolfspeed” firmasının “Speedfit” benzetimi kullanılmıştır.

İndirici ve yükseltici tip dönüştürücünün ilgili benzetimi yapılırken 125kW çıkış gücü ve farklı anahtarlama frekansları için ortam sıcaklığı olarak 25°C, soğutucu plaka ısıl direnci olarak 0,02 K/W (benzetim ikiye böldüğü için) ve ısıl arayüz malzemesi ısıl direnci olarak 0,001 K/W kullanılmıştır. Kapı direnci olarak sürücünün üzerinde bulunan 10Ω kullanılmıştır. Bu benzetim çıktıları SiC MOSFET benzetim çıktıları ile karşılaştırılabilir olması için kullanılacaktır.

İndirici tip dönüştürücü için deneysel çalışmalarda kullanılan ısıl arayüz malzemesi ısıl direnci 0,055 K/W olduğu için çıkış gücü 62,5kW, 50kW, 35kW olan ve 5kHz anahtarlama frekansına sahip benzetimlerde bu değer kullanılmıştır. Bu sayede benzetim ile deneysel verilerin karşılaştırılması sağlanmıştır. Aşağıda indirici tip dönüştürücü için 5kHz anahtarlama frekansında 125kW, 62,5kW, 50kW ve 35kW çıkış gücü için elde edilen yarıiletken güç kayıpları ve eklem sıcaklıkları gösterilmiştir. Ayrıca, indirici tip dönüştürücü için 125kW çıkış gücünde 5kHz, 4kHz, 3kHz ve 2kHz anahtarlama frekanslarında güç kayıpları ve yarıiletken eklem sıcaklıkları gösterilmiştir.

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
750 V	123.8 kW	8 kHz	—	99.12 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	281.44 W	673.37 W	954.82 W	116.2 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	137.70 W	137.70 W	56.0 °C
Converter Losses			1.093 kW	

Şekil 5.32 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V$, $V_{sprk}=500V$, $I_{iletim}=250A$, $F_{anhtr}=8kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
750 V	123.8 kW	5 kHz	—	99.24 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	177.51 W	636.11 W	813.62 W	103.2 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	136.89 W	136.89 W	53.2 °C
Converter Losses			950.50 W	

Şekil 5.33 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V$, $V_{sprk}=500V$, $I_{iletim}=250A$, $F_{anhtr}=5kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
750 V	123.8 kW	4 kHz	—	99.27 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	142.75 W	625.46 W	768.20 W	99.1 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	136.70 W	136.70 W	52.3 °C
Converter Losses			904.91 W	

Şekil 5.34 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V$, $V_{sprk}=500V$, $I_{iletim}=250A$, $F_{anhtr}=4kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
750 V	123.8 kW	3 kHz	—	99.31 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	107.93 W	618.31 W	726.24 W	95.3 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	136.67 W	136.67 W	51.5 °C
Converter Losses			862.91 W	

Şekil 5.35 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V$, $V_{sprk}=500V$, $I_{iletim}=250A$, $F_{anhtr}=3kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
750 V	123.9 kW	2 kHz	—	99.33 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	73.05 W	625.21 W	698.26 W	92.9 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	137.08 W	137.08 W	51.0 °C
Converter Losses			835.34 W	

Şekil 5.36 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=750V$, $V_{sprk}=500V$, $I_{iletim}=250A$, $F_{anhtr}=2kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
560 V	49.67 kW	5 kHz	—	99.56 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	65.13 W	110.68 W	175.81 W	61.2 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	44.59 W	44.59 W	37.2 °C
Converter Losses			220.40 W	

Şekil 5.37 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 50kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V$, $V_{sprk}=400V$, $I_{iletim}=125A$, $F_{anhtr}=5kHz$, $R_{ks}=0,055K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
560 V	34.81 kW	5 kHz	—	99.57 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	50.22 W	56.50 W	106.73 W	47.3 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	44.21 W	44.21 W	35.7 °C
Converter Losses			150.93 W	

Şekil 5.38 İndirici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 50kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{giriş}=560V$, $V_{sprk}=350V$, $I_{iletim}=100A$, $F_{anltr}=5kHz$, $R_{ks}=0,055K/W$)

Aşağıda yükseltici tip dönüştürücü için 125kW çıkış gücünde 8kHz, 5kHz, 4kHz, 3kHz ve 2kHz anahtarlama frekanslarında güç kayıpları ve yarıiletken eklem sıcaklıkları gösterilmiştir.

Yükseltici tip dönüştürücü için deneysel çalışmalarda kullanılan ısıl arayüz malzemesi ısıl direnci 0,055 K/W olduğu için çıkış gücü 36kW olan ve 5kHz anahtarlama frekansına sahip benzetimlerde bu değer kullanılmıştır. Bu sayede benzetim ile deneysel verilerin karşılaştırılması sağlanmıştır.

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
500 V	124.4 kW	5 kHz	—	99.42 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	178.29 W	273.02 W	451.31 W	72.5 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	278.05 W	278.05 W	58.1 °C
Converter Losses			729.35 W	

Şekil 5.39 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V$, $V_{sprk}=500V$, İletim=250A, $F_{anhtr}=5kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
500 V	124.4 kW	4 kHz	—	99.45 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	143.30 W	268.20 W	411.50 W	68.9 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	277.77 W	277.77 W	57.3 °C
Converter Losses			689.27 W	

Şekil 5.40 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V$, $V_{sprk}=500V$, İletim=250A, $F_{anhtr}=4kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
500 V	124.4 kW	3 kHz	—	99.48 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	108.25 W	264.41 W	372.66 W	65.4 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	277.85 W	277.85 W	56.5 °C
Converter Losses			650.51 W	

Şekil 5.41 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü
Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V$, $V_{sprk}=500V$,
iletim=250A, $F_{anhtr}=3kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
500 V	124.3 kW	2 kHz	—	99.51 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	73.13 W	264.21 W	337.33 W	62.2 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	279.13 W	279.13 W	56.0 °C
Converter Losses			616.46 W	

Şekil 5.42 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 125kW Anma Gücü
Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V$, $V_{sprk}=500V$,
iletim=250A, $F_{anhtr}=2kHz$, $R_{ks}=0,001K/W$)

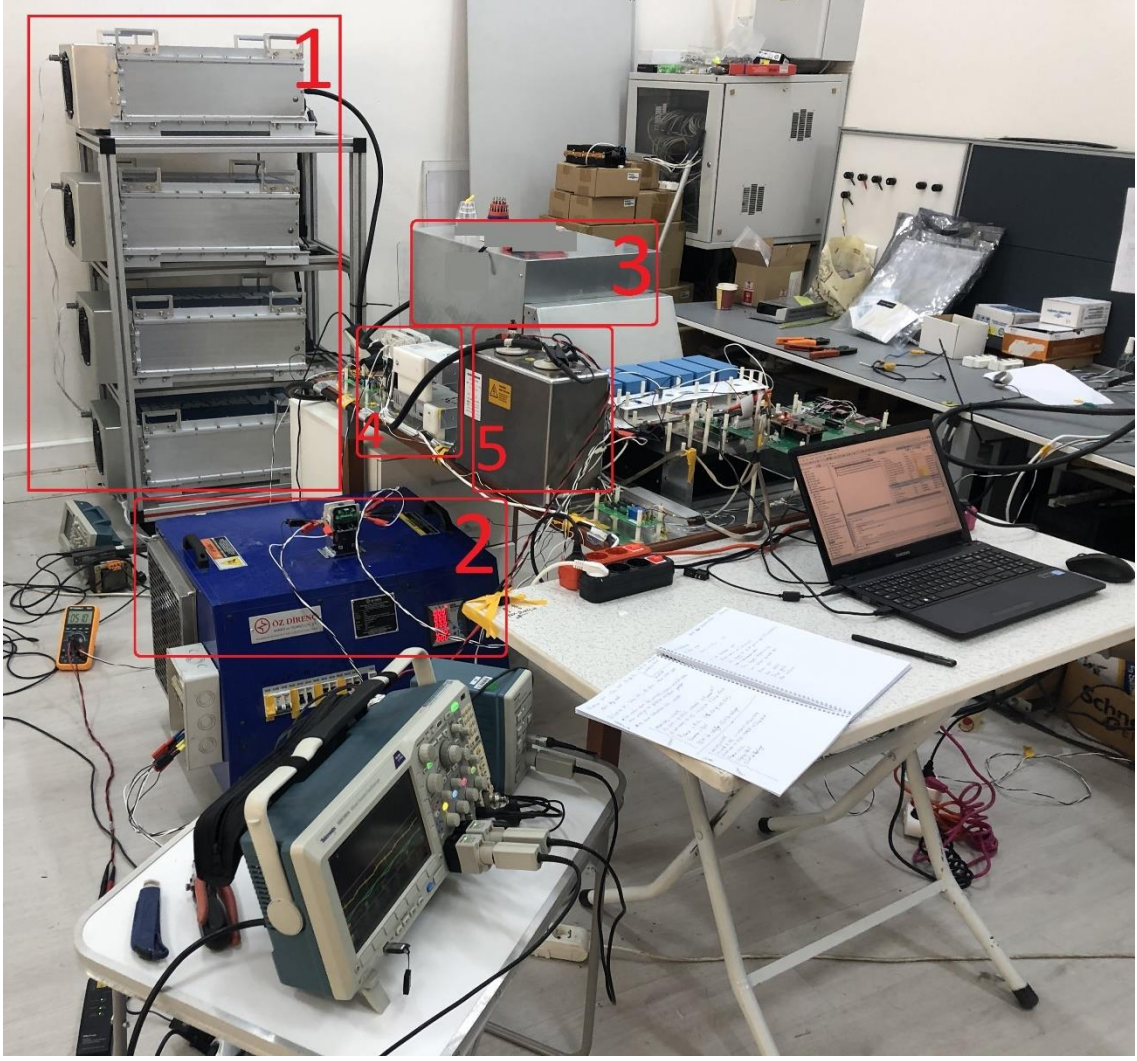
System Overview				
Input Voltage	Actual Output Power	Switching Frequency	Deadtime	Efficiency
400 V	38.93 kW	5 kHz	—	99.57 %

Device Overview (combined total losses of all devices of a given type)				
	Switching	Conduction	Combined Losses	Junction Temperature
Primary MOSFETs/Modules	64.50 W	41.02 W	105.52 W	47.4 °C
Secondary/Synchronous MOSFETs/Modules	—	—	—	—
Diodes	0 W	61.59 W	61.59 W	39.1 °C
Converter Losses			167.11 W	

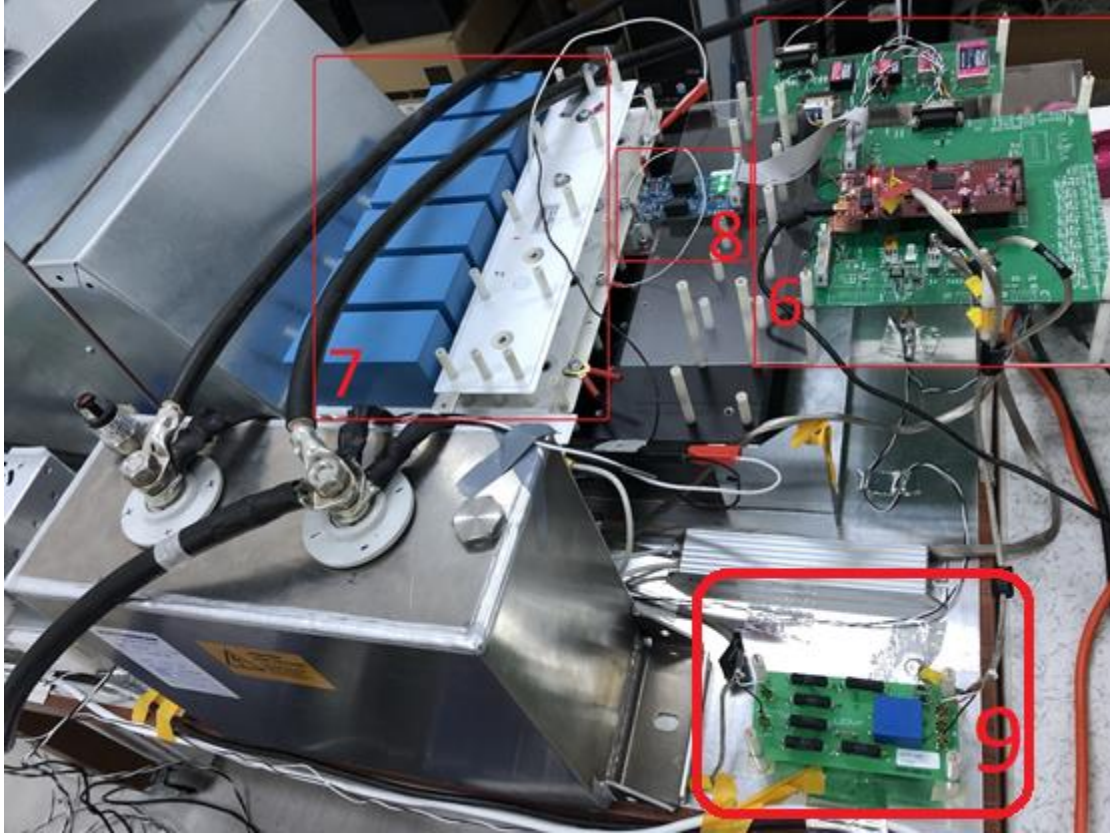
Şekil 5.43 Yükseltici Tip Dönüştürücü SiC MOSFET Modül 36,3kW Anma Gücü Kayıpları ve Sıcaklıkları ($V_{çıkış}=750V$, $V_{sprk}=400V$, İletim=90A, $F_{antr}=5kHz$)

5.2. IGBT ve SiC MOSFET Tabanlı Çift Yönlü Çevirgece Dayalı Sistemin Sonuçları ve Kıyaslanması

Kurulan deneysel sistemin görseli aşağıdaki gibi tanıtılmıştır.



Şekil 5.44 Deneyel Kurulum (1:Süperkapasitör, 2:Yük, 3:Endüktör, 4:AA/DA Güç Kaynakları, 5:Katener Tarafı Filtre Kondansatörü)



Şekil 5.45 Deneysel Kurulum (6:Ana kart ve Yardımcı Güç Kaynağı Kartı,7:Bara Yapısı ve Filtre Kapasitörü,8:Sürücü,9:Gerilim Sensörü)

Sistemden ölçümlerin alınabilmesi için 3-faz şebeke hattına 3-faz diyot köprü doğrultucu devresi kurulmuştur. Sistem doğrudan katener hattına bağlanmadan laboratuvar ortamında bu diyot köprü ile beslenerek ilgili ölçümler alınmıştır. Giriş hattında ~560V DA gerilimi elde edilmiştir ve bu giriş gerilimi ile süperkapasitör şarj edilmiştir. Şarj edilen süperkapasitörler daha sonra deşarj edilerek yükseltici mod ölçümleri alınmıştır.

Osiloskop ekranındaki veriler ve ölçüm cihazları aşağıdaki gibi tanımlanmıştır.

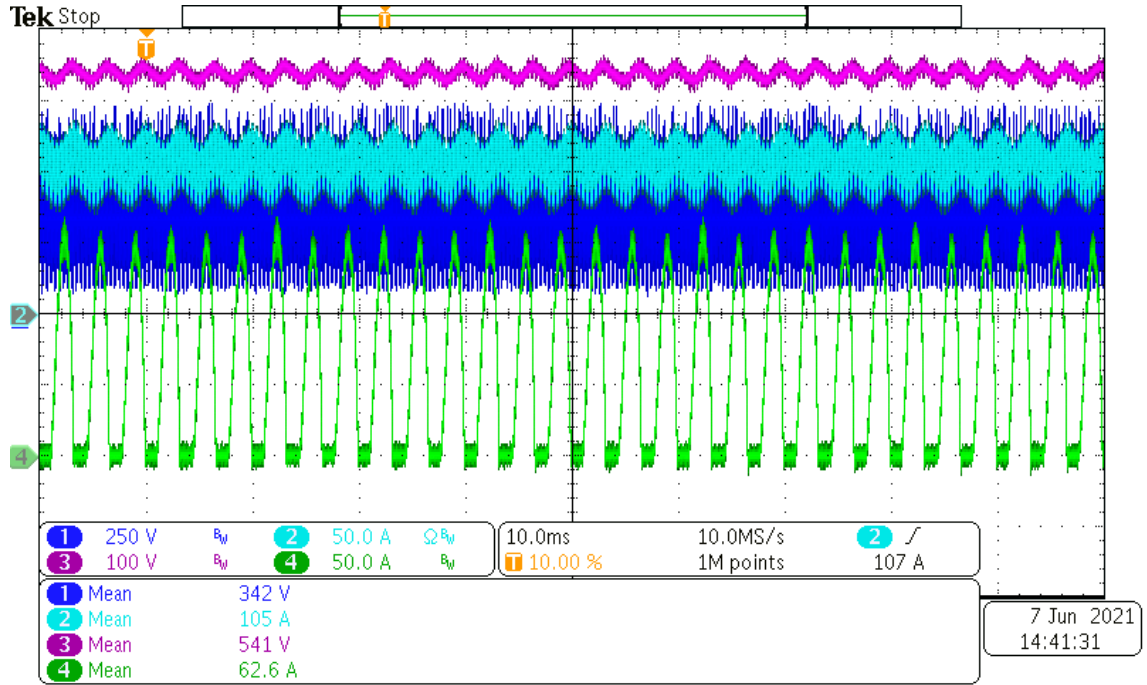
- Kanal 1; süperkapasitör gerilimi “THDP0100” cihazı ile
- Kanal 2; süperkapasitör akımı “TCP404XL” cihazı ile
- Kanal 3; katener hattı gerilimi “P5200” cihazı ile
- Kanal 4;indirici tip dönüştürücü için katener hattı akımı ve yükseltici tip dönüştürücü için yük akımı cihazı “Fluke 80i-110s” ile

ölçülerek gösterilmiştir.

5.2.1. IGBT Anahtarlı Frenleme Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları

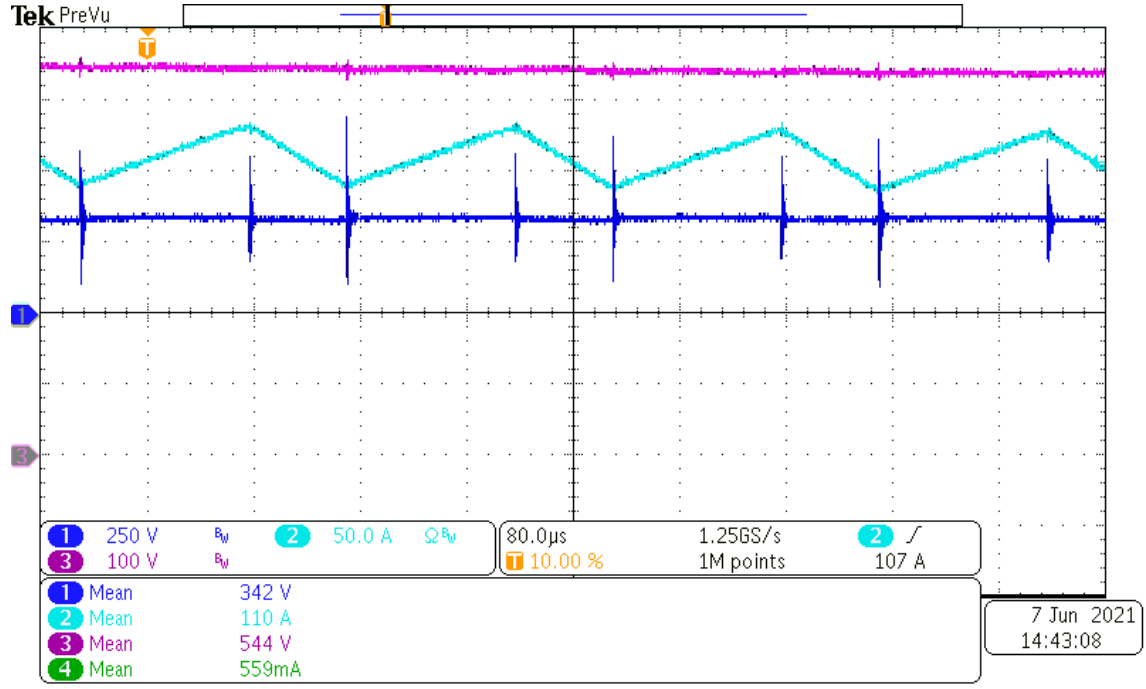
İndirici tip dönüştürücü için IGBT tabanlı sistemin çeşitli çıkış güçlerinde elde edilen akım ve gerilim değerleri Çizelge 5.2 ile gösterilmiştir. Sistemden elde edilen osiloskop dalga şekillerinin bir kısmı ise aşağıdaki gibi gösterilmiştir.

Frenleme modunda giriş gerilimi için 3-faz köprü diyot doğrultucu kullanıldığı için girişten darbeli bir akım çekilmektedir. Osiloskop cihazının darbeli akımlar için ortalama akım değerini en iyi aldığı zaman aralığı 10msn olduğu için frenleme modunda dalgalar sık görünmektedir. Dolayısıyla, verim için kullanılan her ölçümün altına dalga şekillerini daha detaylı gösterecek düşük zaman aralıklı görseller konulmuştur. Sadece uzun zaman aralıklı görüntüler verim hesabı için kullanılmıştır.



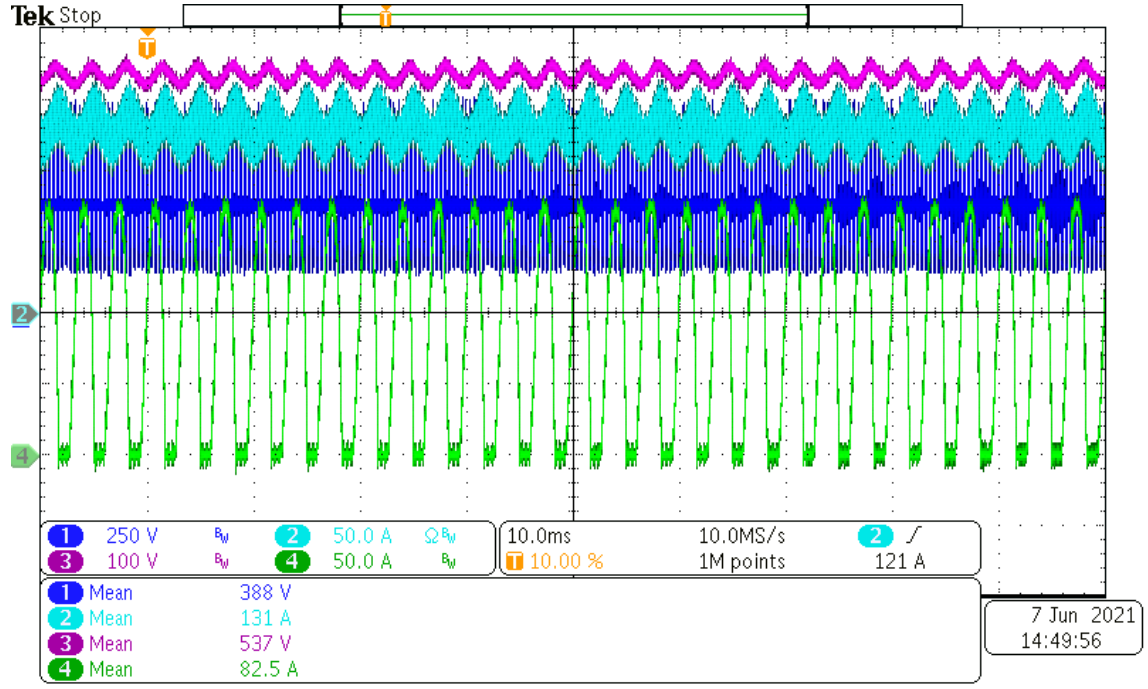
Şekil 5.46 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 342V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Giriş Gerilimini ve Yeşil: Giriş Akımını göstermektedir.



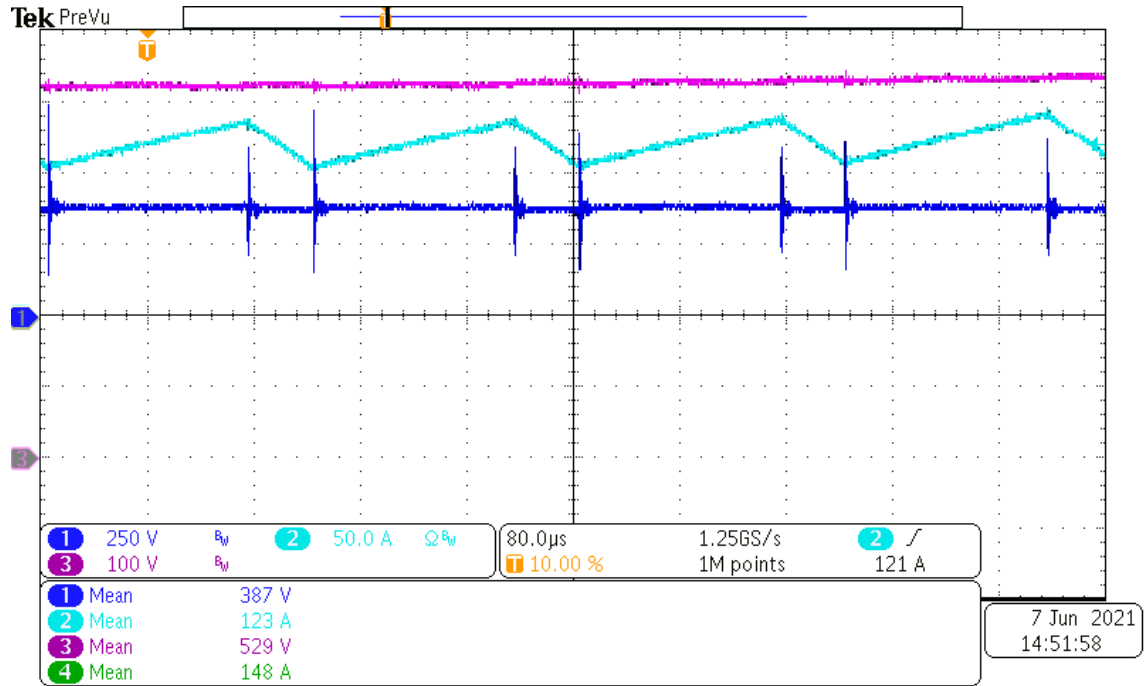
Şekil 5.47 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 342V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri
(Dar Zaman Aralıklı)

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını ve Pembe: Giriş Gerilimini göstermektedir. Giriş hattı akımı darbeli bir akım olduğu için dar zaman aralıklarında farklı değerler almaktadır. Bu sebeple, üstteki görselden kaldırılmıştır.



Şekil 5.48 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 388V, Şarj Akımı 131A İçin Dalga Şekilleri

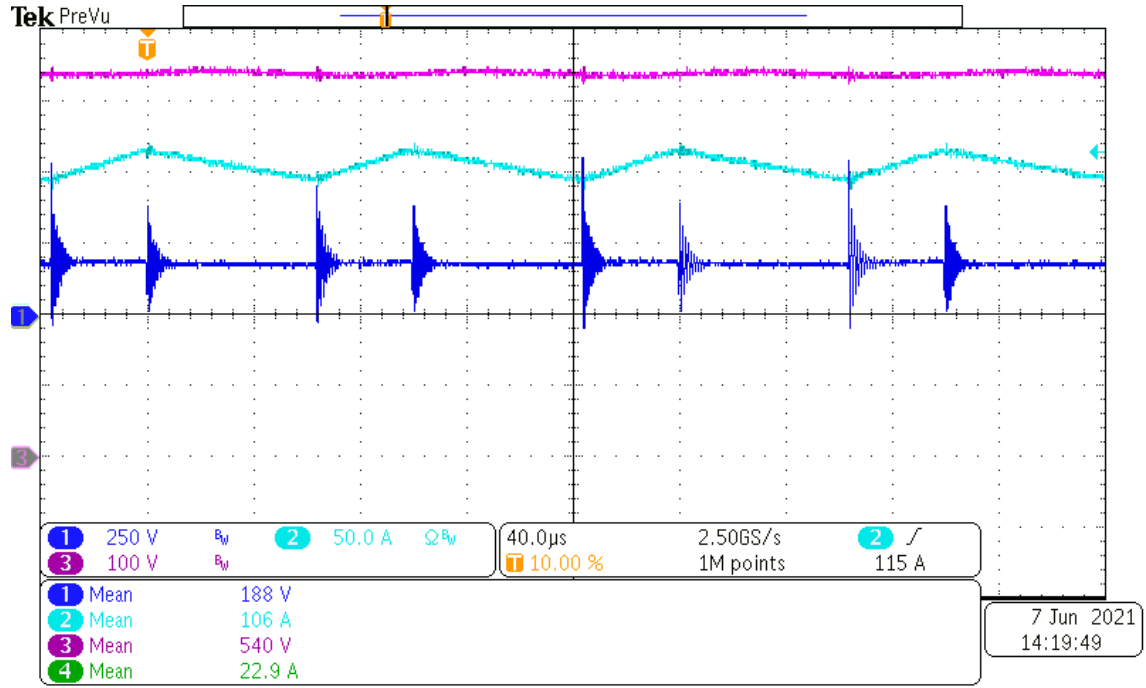
Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Giriş Gerilimini ve Yeşil: Giriş Akımını göstermektedir.



Şekil 5.49 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 388V, Şarj Akımı 131A İçin Dalga Şekilleri

(Dar Zaman)

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını ve Pembe: Giriş Gerilimini göstermektedir. Giriş hattı akımı darbeli bir akım olduğu için dar zaman aralıklarında farklı değerler almaktadır. Bu sebeple, üstteki görselden kaldırılmıştır.



Şekil 5.50 IGBT İndirici Tip Süperkapasitör 200V, Şarj Akımı 100A 10kHz Anahtarlama Frekansı İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman)

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını ve Pembe: Giriş Gerilimini göstermektedir. Giriş hattı akımı darbeli bir akım olduğu için dar zaman aralıklarında farklı değerler almaktadır. Bu sebeple, üstteki görselden kaldırılmıştır.

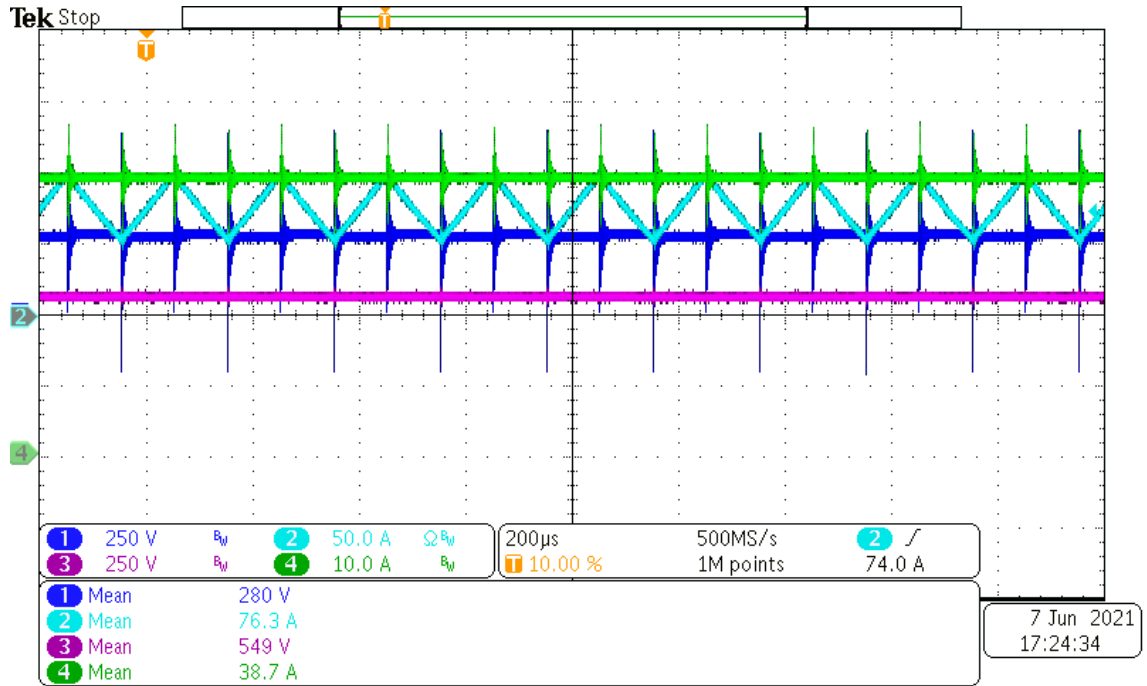
Çizelge 5.1 İndirici Tip Dönüştürücü (IGBT Tabanlı) Laboratuvar Test Sonuçları

Giriş Gerilimi (V_{DA})	Giriş Akımı (I_{DA})	Süperkapasitör Gerilimi (V_{DA})	Süperkapasitör Akımı (I_{DA})	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim
557	9,97	89,8	54,4	4885	5553	0,88
552	19,9	94,3	107	10090	10948	0,92
546	37,8	188	106	19928	20639	0,97
546	47	192	133	25536	25662	0,99

541	62,6	342	105	35910	33866	~1
537	82,5	388	131	50828	44302	~1

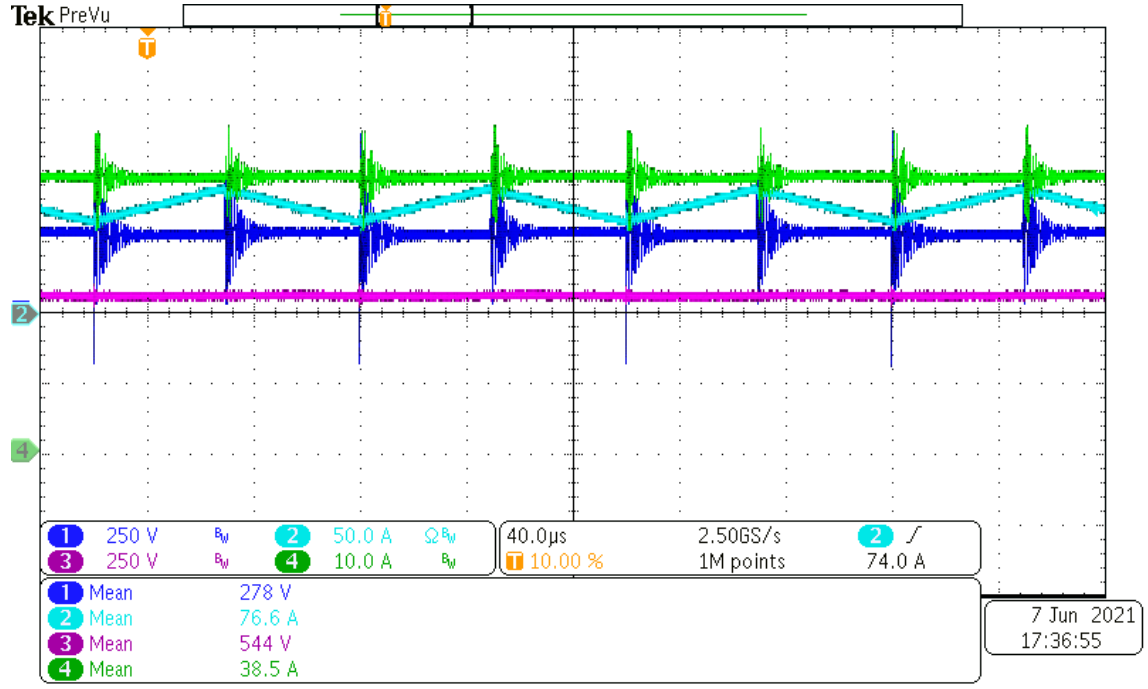
5.2.2. IGBT Anahtarlı Yol Alma Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları

Yükseltici tip dönüştürücü için IGBT tabanlı sistemin çeşitli çıkış güçlerinde elde edilen akım ve gerilim değerleri Çizelge 5.2 ile gösterilmiştir. Sistemden elde edilen osiloskop dalga şekilleri ise aşağıdaki gibi gösterilmiştir.



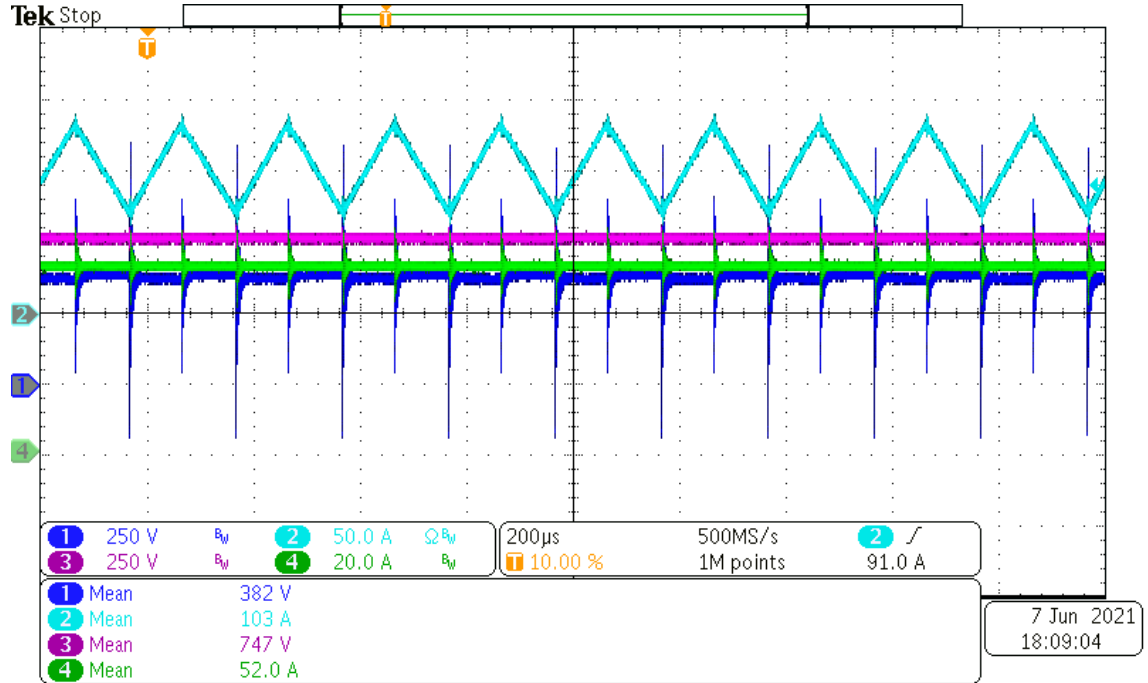
Şekil 5.51 IGBT Yükseltici Tip Dönüştürücü Süperkapasitör 280V, Çıkış Hattı 549V için Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Çıkış Gerilimini ve Yeşil: Yük Akımını göstermektedir.



Şekil 5.52 IGBT Yükseltici Tip Dönüştürücü Süperkapasitör 280V, Çıkış Hattı 549V
10kHz Anahtarlama Frekansı için Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Çıkış Gerilimini ve Yeşil: Yük Akımını göstermektedir.



Şekil 5.53 IGBT Yükseltici Tip Dönüştürücü Süperkapasitör 382V, Çıkış Hattı 747V İçin
Dalga Şekilleri

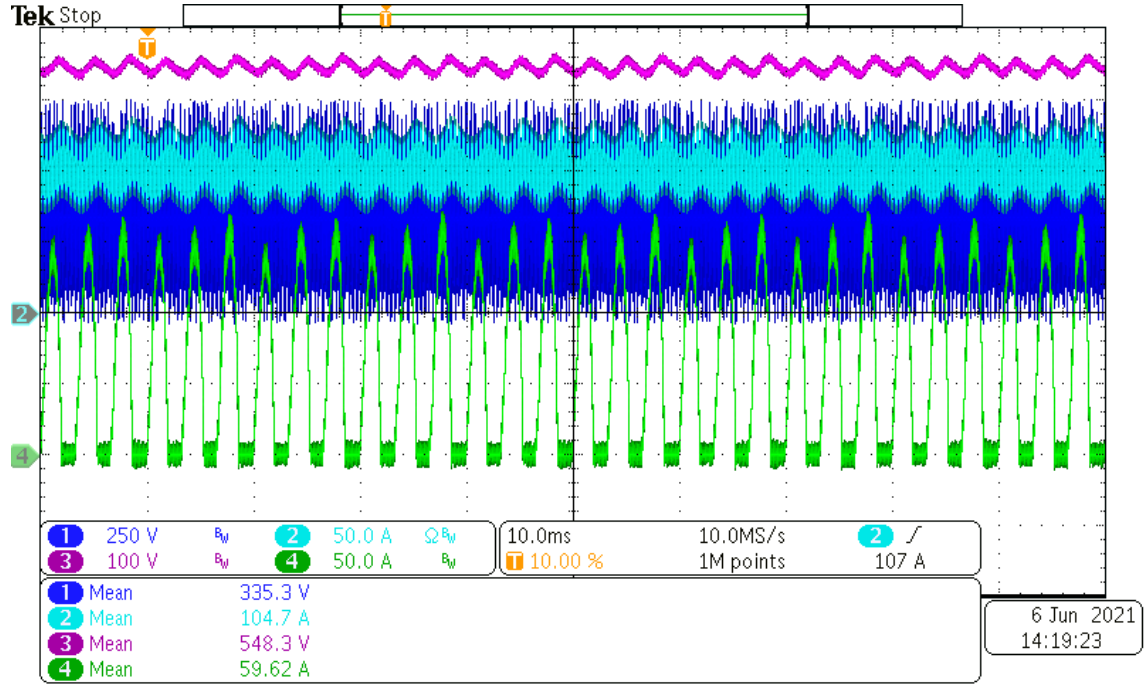
Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Çıkış Gerilimini ve Yeşil: Yük Akımını göstermektedir.

Çizelge 5.2 Yükseltici Tip Dönüştürücü (IGBT Tabanlı) Yükleme Test Sonuçları

Çıkış Gerilimi (V_{DA})	Çıkış Akımı (I_{DA})	Süperkapasitör Gerilimi (V_{DA})	Süperkapasitör Akımı (I_{DA})	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim
283	19,3	159	36	5462	5724	0,95
388	27,2	202	51,7	10554	10443	~1
549	38,7	280	76,3	21246	21364	0,99
614	43	310	85,4	26402	26474	0,99
747	52	382	103	38844	39346	0,98

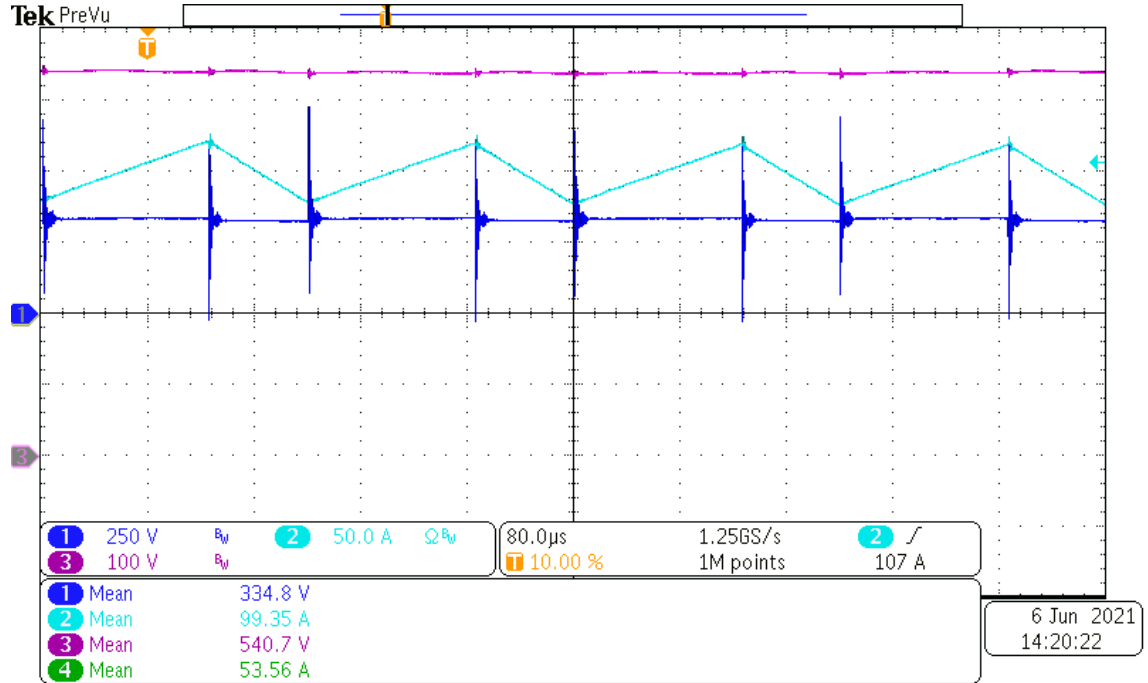
5.2.3. SiC MOSFET Anahtarlı Frenleme Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları

İndirici tip dönüştürücü için SiC MOSFET tabanlı sistemin çeşitli çıkış güçlerinde elde edilen akım ve gerilim değerleri Çizelge 5.3 ile gösterilmiştir. Sistemden elde edilen osiloskop dalga şekilleri ise aşağıdaki gibi gösterilmiştir.



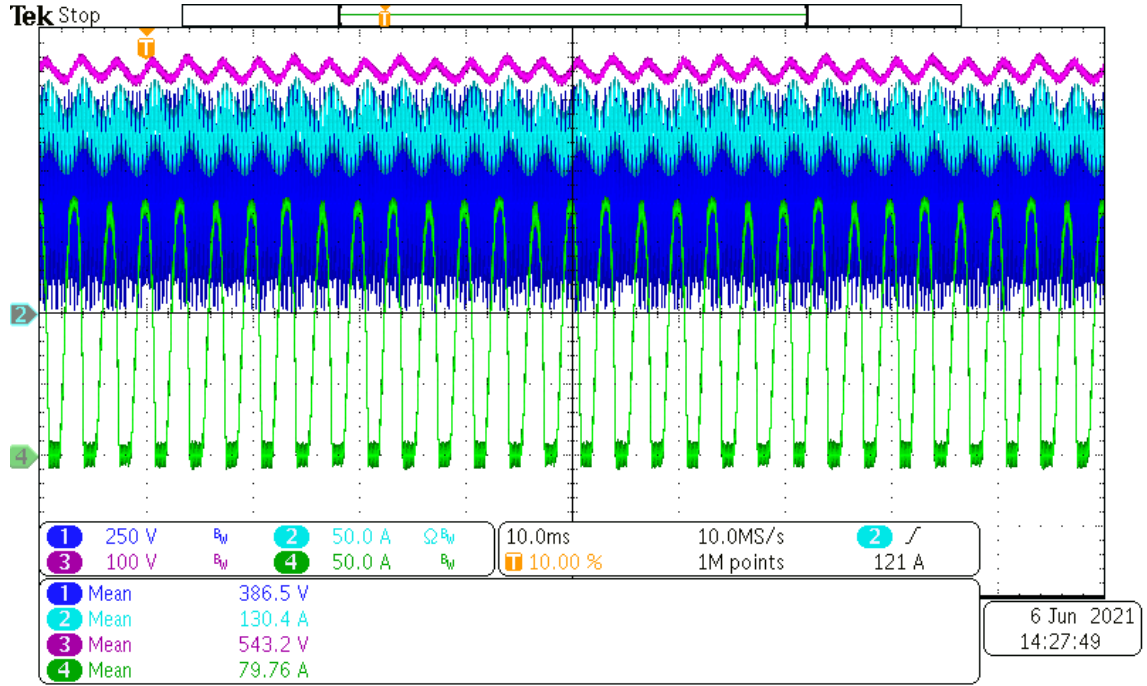
Şekil 5.54 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 335V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Giriş Gerilimini ve Yeşil: Giriş Akımını göstermektedir.



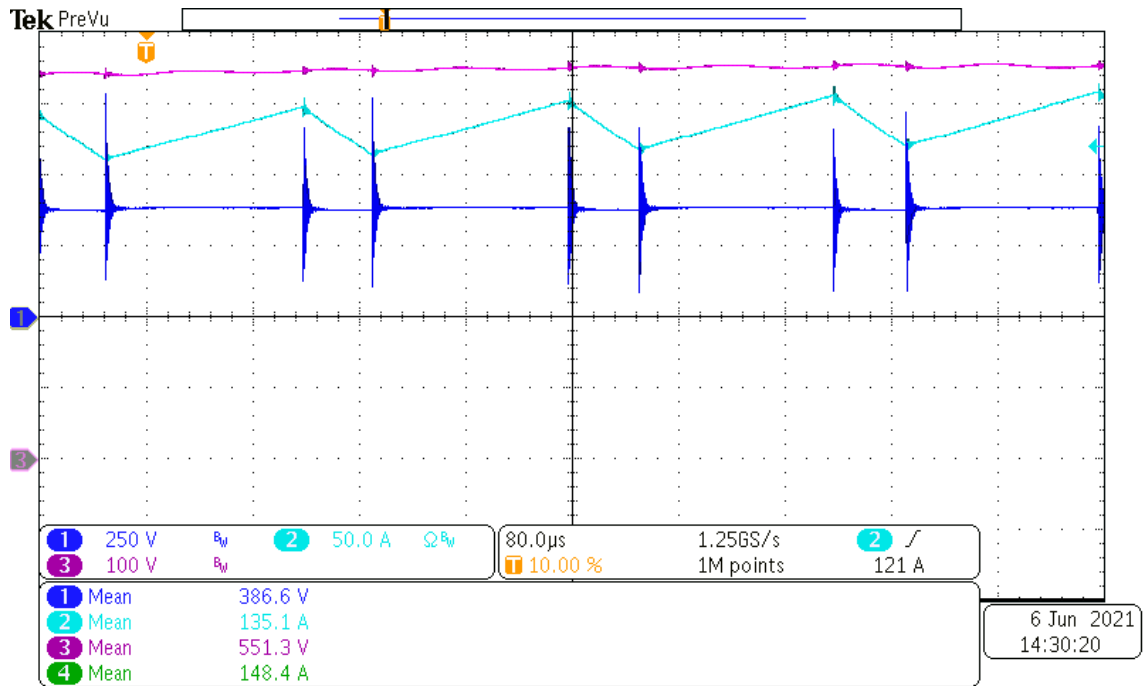
Şekil 5.55 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 335V, Şarj Akımı 105A İçin Dalga Şekilleri (Dar Zamanlı)

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını ve Pembe: Giriş Gerilimini göstermektedir.



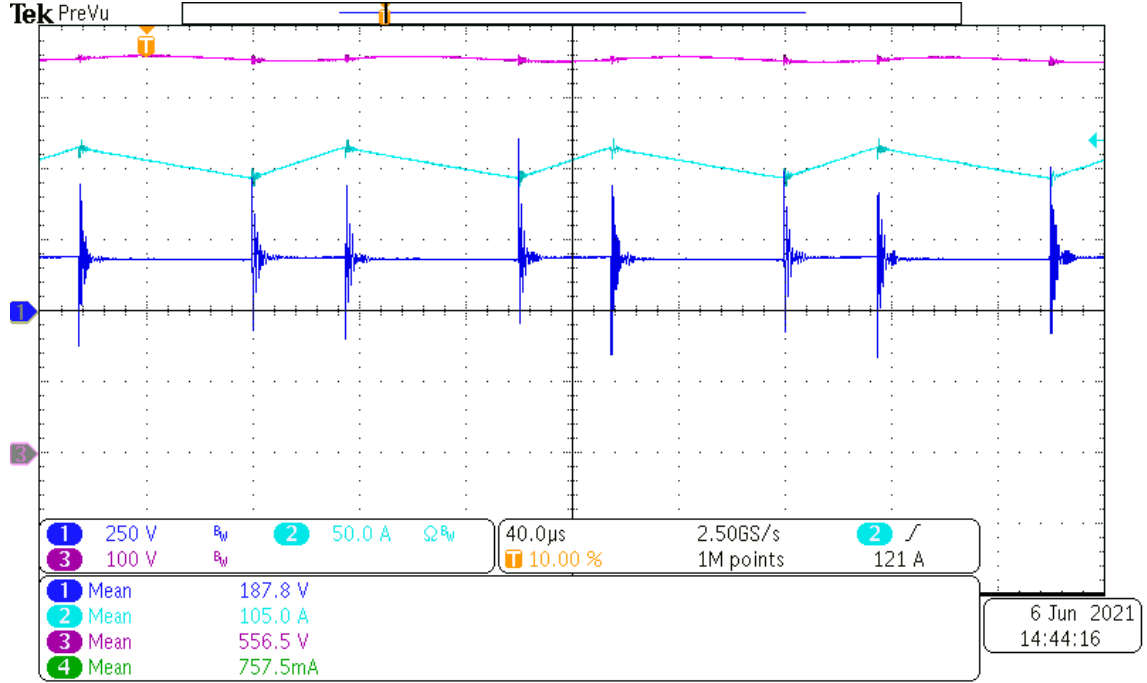
Şekil 5.56 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 386V, Şarj Akımı 130A İçin Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Giriş Gerilimini ve Yeşil: Giriş Akımını göstermektedir.



Şekil 5.57 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 386V, Şarj Akımı 130A İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman)

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını ve Pembe: Giriş Gerilimini göstermektedir.



Şekil 5.58 SiC MOSFET İndirici Tip Süperkapasitör 200V, Şarj Akımı 100A 10kHz Anahtarlama Frekansı İçin Dalga Şekilleri (Dar Zaman)

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını ve Pembe: Giriş Gerilimini göstermektedir.

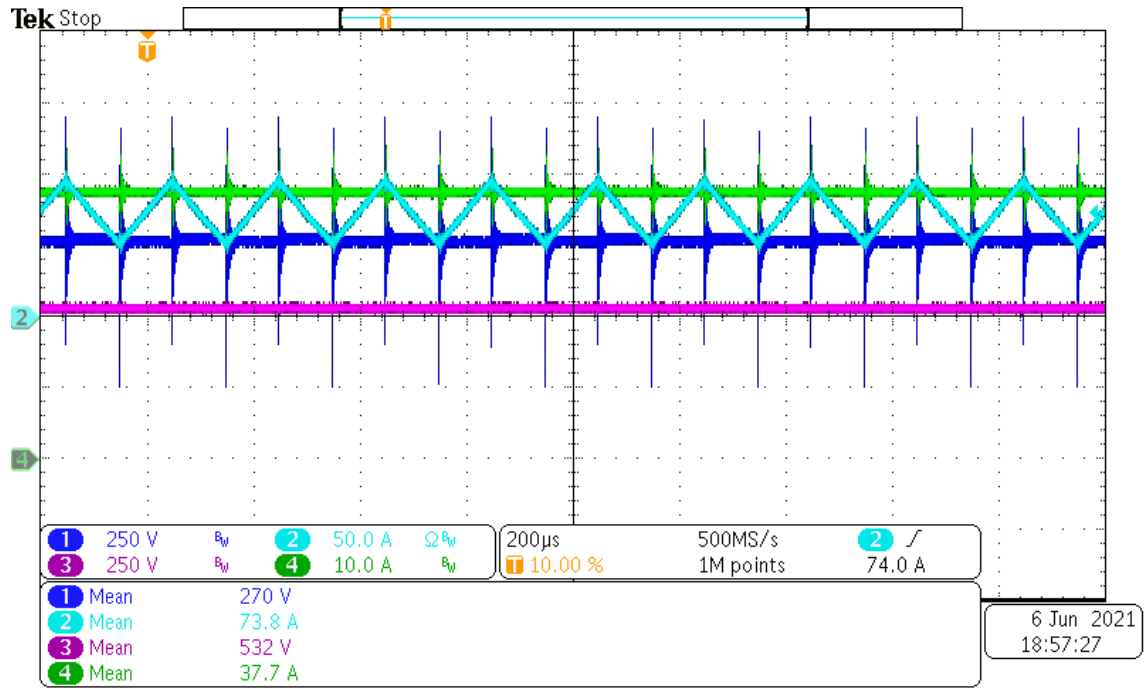
Çizelge 5.3 İndirici Tip Dönüştürücü (SiC MOSFET Tabanlı) Yükleme Test Sonuçları

Giriş Gerilimi (V_{DA})	Giriş Akımı (I_{DA})	Süperkapasitör Gerilimi (V_{DA})	Süperkapasitör Akımı (I_{DA})	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim
565,9	9,339	89,04	53,46	4760	5276	0,90
561,5	18,82	93,9	105,5	9906	10567	0,94
555,2	35,86	188	105,2	19777	19909	0,99
551,5	45,3	191,1	131,2	25072	24983	~1

548,3	59,62	335,3	104,7	35106	32690	~1
543,2	79,76	368,5	130,4	48052	43325	~1

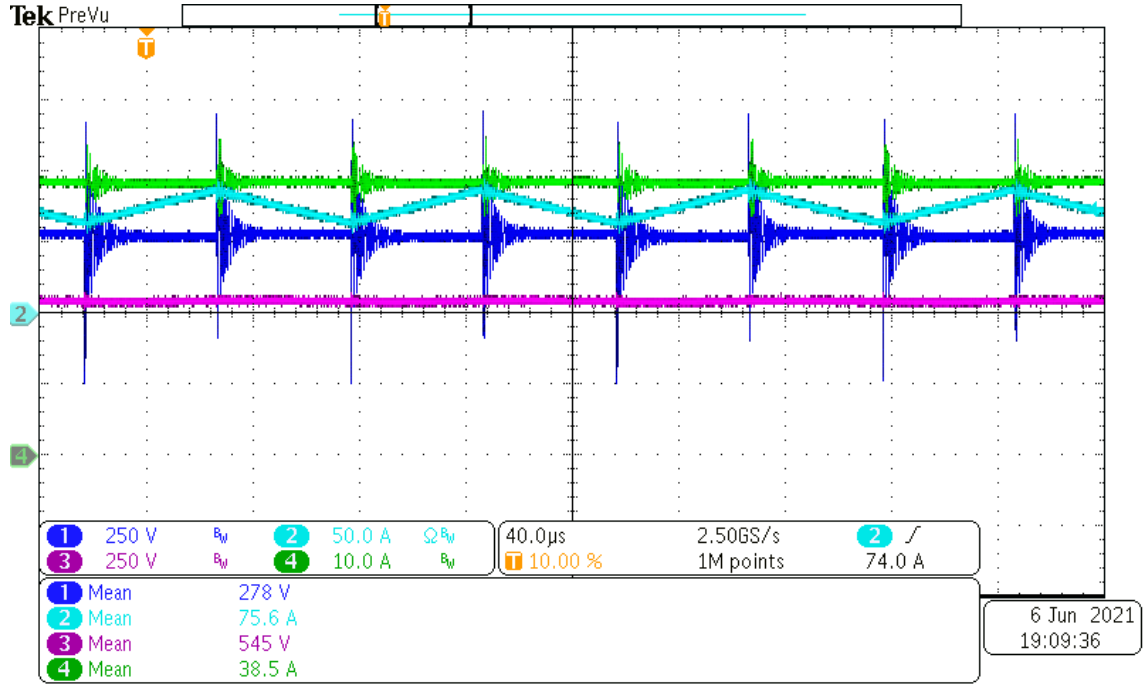
5.2.4. SiC MOSFET Anahtarlı Yol Alma Modu Laboratuvar Ölçüm Sonuçları

Yükseltici tip dönüştürücü için SiC MOSFET tabanlı sistemin çeşitli çıkış güçlerinde elde edilen akım ve gerilim değerleri Çizelge 5.4 ile gösterilmiştir. Sistemden elde edilen osiloskop dalga şekilleri ise aşağıdaki gibi gösterilmiştir.



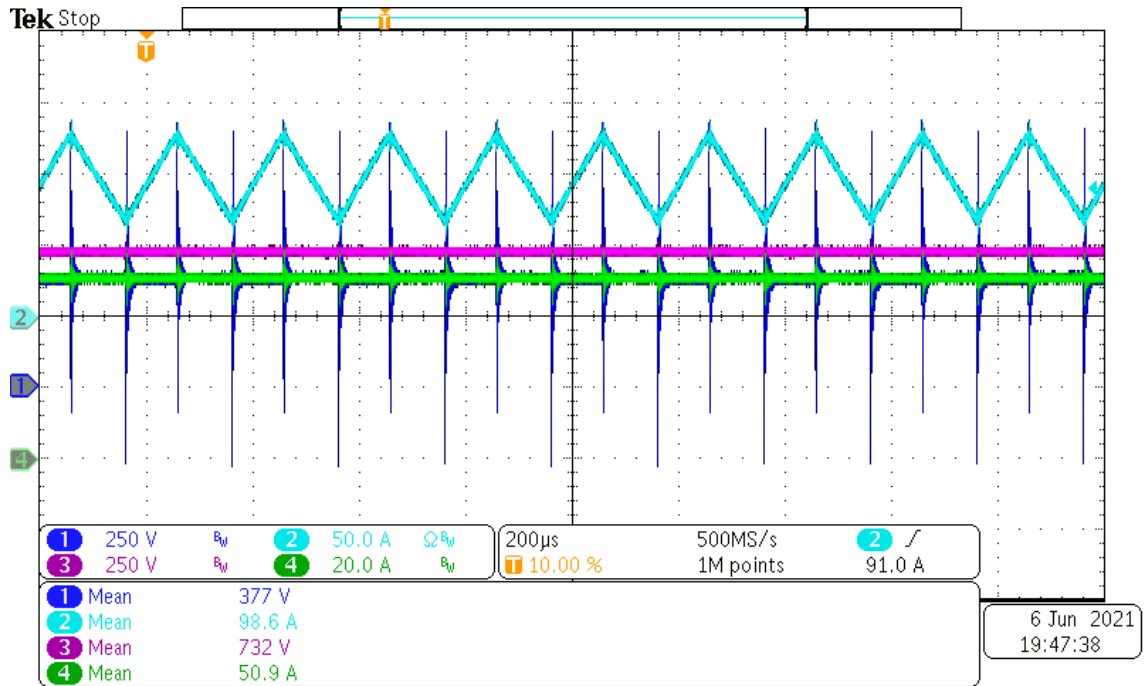
Şekil 5.59 SiC MOSFET Yükseltici Tip Süperkapasitör 280V, Katener Hattı 549V için Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Çıkış Gerilimini ve Yeşil: Yük Akımını göstermektedir.



Şekil 5.60 SiC MOSFET Yükseltici Tip Süperkapasitör 280V, Katener Hattı 549V 10kHz Anahtarlama Frekansı için Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Çıkış Gerilimini ve Yeşil: Yük Akımını göstermektedir.



Şekil 5.61 SiC MOSFET Yükseltici Tip Süperkapasitör 377V, Katener Hattı 732V İçin Dalga Şekilleri

Mavi: Süperkapasitör Gerilimini, Turkuaz: Endüktör Akımını, Pembe: Çıkış Gerilimini ve Yeşil: Yük Akımını göstermektedir.

Çizelge 5.4 Yükseltici Tip Dönüştürücü (SiC MOSFET Tabanlı) Yükleme Test Sonuçları

Çıkış Gerilimi (V_{DA})	Çıkış Akımı (I_{DA})	Süperkapasitör Gerilimi (V_{DA})	Süperkapasitör Akımı (I_{DA})	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim
273,8	19,23	143,2	35,92	5265	5144	~1
392	27,3	204	51	10701	10404	~1
532	37,7	270	73,8	20056	19926	~1
606	42,6	307	84,2	25815	25849	~1
732	50,9	377	98,6	37258	37172	~1

5.2.5. IGBT ve SiC MOSFET Yapılarının Deney Sonuçlarının Değerlendirilmesi

IGBT ve SiC MOSFET tabanlı sistemler en yüksek çıkış gücünde sadece yarıiletken kayıpları değerlendirildiğinde yaklaşık %97'nin üzerinde verime sahip oldukları benzetim sonuçları ile gösterilmiştir. Sistem verimliliğinin bu kadar yüksek olması sistemlerde kullanılacak ölçüm cihazlarının doğruluğunun yüksek olmasını gerektirmektedir. Fakat, test sırasında kullanılan ölçüm cihazlarından, "Fluke 88i-110s" cihazının DC-1kHz için 80A-110A bölgesinde %15'lere, TCP404XL cihazının katalogda belirtilen tüm frekans ve akım aralığında %1'e, P5200 cihazının katalogda belirtilen tüm frekans ve gerilim aralığında %3'e ve THDP0100 cihazının katalogda belirtilen tüm frekans ve gerilim aralığında %2'ye varan seviyelerinde doğruluğu bulunmaktadır. Bu sebeplerle sistemin veriminin bu cihazlar ile hesaplanarak karşılaştırılması mümkün olmamaktadır. Bunun yerine yarıiletken bazlı kayıpların hesaplanması daha doğru olmaktadır. Bu sebeple aşağıdaki ölçümler gösterilmiştir.

Çizelge 5.5 İndirici Tip Dönüştürücü Güç ve Frekansa Bağlı Deneysel Sıcaklık Ölçümleri

Çıkış Gücü (W)	Frekans	IGBT Modül Sıcaklığı (°C)	SiC Modül Sıcaklığı (°C)
4885	5kHz	27	-
10090	5kHz	29	<31
19928	5kHz	33	<31
19928	10kHz	51	31
25536	5kHz	45	<36
35910	5kHz	56	<36
50828	5kHz	61	36

SiC Modül sıcaklığı oldukça az arttığı için ölçümler çok sık aralıklarla alınamamıştır. Her iki yarıiletken de neredeyse aynı süre boyunca belirtilen güç altında çalışmıştır.

IGBT modül için teorik olarak hesaplanan kılıf sıcaklığı, deneysel olarak ölçülen kılıf sıcaklığından 5°C fazla ve SiC modül için teorik olarak hesaplanan kılıf sıcaklığı, deneysel olarak ölçülen kılıf sıcaklığından 4°C fazla çıkmaktadır. Buradan teorik olarak hesaplanan sıcaklıkların neredeyse sistem üzerinden alınan verilere eşit olduğu gösterilmiştir. İlgili hesaplama Çizelge 3.17 ile gösterilmiştir.

Kullanılan ölçüm cihazlarının doğrulukları daha düşük güç seviyelerinde, daha yüksek güç seviyelerine göre yüksektir. Aşağıda Çizelge 5.6 ve Çizelge 5.7 ile gösterilen deneysel ölçümlerden elde edilmiş verilerle aynı güçte fakat farklı frekansta çalışan yarıiletkenlerin performansları gösterilmiştir.

Çizelge 5.6 İndirici Tip Dönüştürücü Aynı Güç Farklı Frekans Sistem Verimliliğinin Karşılaştırılması

Frekans	IGBT Modül Bağlı Sistem			SiC Modül Bağlı Sistem		
	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim
5kHz	19928	20638	0,97	19777	19909	0,99
10kHz	20116	21185	0,95	19777	20450	0,97

Çizelge 5.7 Yükseltici Tip Dönüştürücü Aynı Güç Farklı Frekans Sistem Verimliliğinin Karşılaştırılması

Frekans	IGBT Modül Bağlı Sistem			SiC Modül Bağlı Sistem		
	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim	Çıkış Gücü (W)	Giriş Gücü (W)	Verim
5kHz	21246	21364	0,99	20056	19926	~1
10kHz	20944	21295	0,98	20982	21016	~1

Anahtarlama frekansının 5kHz'den 10kHz'e çıkması ile yarıiletkenler üzerindeki anahtarlama kayıplarının artarak sistemin verimliliğini düşürdüğü gözlemlenmektedir.

6. SONUÇLAR VE GELECEK ÇALIŞMALAR

Sunulan tez çalışması ile IGBT tabanlı çift yönlü çevirgece dayalı süperkapasitör enerji depolama sistemi geliştirilmiştir. Geliştirilen sistem çeşitli çıkış güç değerlerinde ve çeşitli anahtarlama frekanslarında test edilerek sistem performans verileri alınmıştır. Bunun yanı sıra aynı donanım üzerine SiC MOSFET ve ilgili sürücüsü kurularak neredeyse aynı koşullar altında laboratuvar ölçüm sonuçları alınarak karşılaştırmaları yapılmıştır.

Seçilen IGBT modülün diyotunun akım dayanımının düşük olması ile seçilen 5kHz anahtarlama frekansında ve anma gücünde, laboratuvarda kurulan düzenek için modülün eklem sıcaklığının sınırların üzerine çıktığı hesaplanmıştır. Teorik olarak hesaplanan bu veri, IGBT üretici firmanın sunduğu benzetim programı aracılığıyla doğrulanmıştır. Daha sonra IGBT modülün hangi anahtarlama frekansında anma gücünü iletebileceği hesaplanarak, 1,15kHz anahtarlama frekansı değeri bulunmuştur. Bu frekansta anma gücünde çalışan bir IGBT modülün eklem sıcaklıkları en yüksek 146°C olarak hesaplanmıştır. Fakat, teorik olarak hesaplanan bu frekansta endüktör akım dalgacığının artmasıyla birlikte, diyotun akım tepe değerleri artacağı için IGBT modülün kısa bir süre içinde arızalanacağı değerlendirilmiştir. Bu durum sebepleri ile Bölüm 3.3.7' de detaylı bir şekilde anlatılmıştır. Dolayısıyla, IGBT modülün tek başına anma gücünü iletebilmesi için su veya güçlü hava soğutmalı sisteme ihtiyaç duyulduğu aşıkardır. Buna ek olarak iki adet IGBT modülün paralel bağlanarak güç kayıplarının ne kadar iyileştirileceği teorik hesaplamalarla incelenmiştir. 5kHz anahtarlama frekansında tek bir modülün güç kaybı 1249W olarak hesaplanmışken, iki adet paralel bağlanmış modülün aynı anahtarlama frekansında toplam güç kaybı 1188W olarak hesaplanmıştır. Bu sonuç ile anahtarlama enerjisi yüksek, iletim durumu gerilim düşümü düşük olan yarıiletkenlerde, yarıiletkenlerin paralel bağlama tekniğiyle sistem verimine yeterli bir etki yapmayacağı değerlendirilmiştir. Mevcut kurulumunda ve 5kHz anahtarlama frekansında indirici tip dönüştürücünün en yüksek 40kW güç aktarabileceği benzetim programı aracılığıyla gösterilmiştir. Bu durumun en temel sebebinin, görev çevriminin operasyonel koşullarda değişmesiyle kayıpların anahtardan diyota geçmesi olduğu değerlendirilmektedir.

Seçilen SiC modülün anahtarlama enerjisinin oldukça düşük olması ve diyot ters toparlanma güç kaybının neredeyse sıfır olması, sistem verimliliğini artırarak ısı tasarımı

kolaylaştırmaktadır. Mevcut sistem tasarımı ile herhangi bir değişikliğe gerek olmadan SiC modül 5kHz anahtarlama frekansında sınır koşullarına yakın bir bölgede çalışabileceği teorik olarak gösterilmiştir. SiC modülün anahtarlama enerjisinin düşük, iletim durumu güç kaybının yüksek olması modülün paralel bağlanarak verimde ciddi bir iyileşme göstereceği fikrini doğurmaktadır. Düşen güç tüketimleri sayesinde iki adet SiC modülün paralel bağlanması ile anahtarlama frekansının artırılabilmesi değerlendirilmektedir. Bu anlamda, iki adet SiC modülün farklı frekanslarda paralel bağlanma koşulu incelenerek, SiC modül için çıkılabilecek anahtarlama frekansı ve eklem sıcaklıkları gösterilmiştir. Anma gücünde, 5kHz anahtarlama frekansı için tek bir SiC modül üzerindeki toplam güç kaybı 952W olarak hesaplanmışken, yine aynı anahtarlama frekansında iki adet SiC modülün paralel bağlanması ile toplam güç kaybı 422W olarak hesaplanmıştır. İki adet paralel bağlı SiC modülün mevcut sistem ile 10kHz'de rahatlıkla anma gücünde çalışabileceği ise yine teorik hesaplamalarla gösterilmiştir.

Karşılaştırma anlamında ise yüksek frekanslarda SiC modülün kayıplarının IGBT modülün kayıplarına göre oldukça düşük olduğu hem teorik , hem benzetim hem de deneysel olarak gösterilmiştir. Çizelge 5.6 ve Çizelge 5.7 ile her iki modülün deneysel olarak sistem üzerinden alınan verimlilik ölçümünde 20kW çıkış güçlü sistem için SiC modülün IGBT modüle göre yaklaşık %3 veriminin daha yüksek çıktığı elde edilmiştir. Ayrıca, Çizelge 3.14 ile gösterilen teorik hesaplamalarda, SiC modülün anma gücünde IGBT modülden yaklaşık %25 daha verimli çalıştığı gösterilmiştir. Bu durum ayrıca benzetim sonuçlarında da görülmektedir. Şekil 5.15'in Şekil 5.33 ile kıyaslanması anma gücünde ve 5kHz anahtarlama frekansında SiC MOSFET modülün IGBT modülden yaklaşık %14 daha verimli olduğunu göstermiştir.

Deneysel verilerin karşılaştırılabilmesi için 5kHz, 50kW çıkış gücü incelenmiştir. 50kW çıkış gücünde IGBT modülün kayıpları 569W, SiC modülün kayıpları ise 209W olarak hesaplanmıştır. 50kW çıkış gücünde benzetim sonuçlarına göre ise IGBT modül kayıpları 471W, SiC Modül kayıpları ise 220W olarak elde edilmiştir. 50kW çıkış gücü için deneysel olarak IGBT kılıf sıcaklığı 61°C olarak ölçülmüşken benzetim sonuçlarında IGBT kılıf sıcaklığı 60°C olarak elde edilmiştir. 50kW çıkış gücü için deneysel olarak SiC MOSFET kılıf sıcaklığı 36°C olarak ölçülmüştür. Bu veriler bize deneysel sonuçlar ile

teorik ve laboratuvar ölçümleri için hazırlanan benzetim sonuçlarının tutarlı gittiğini göstermektedir.

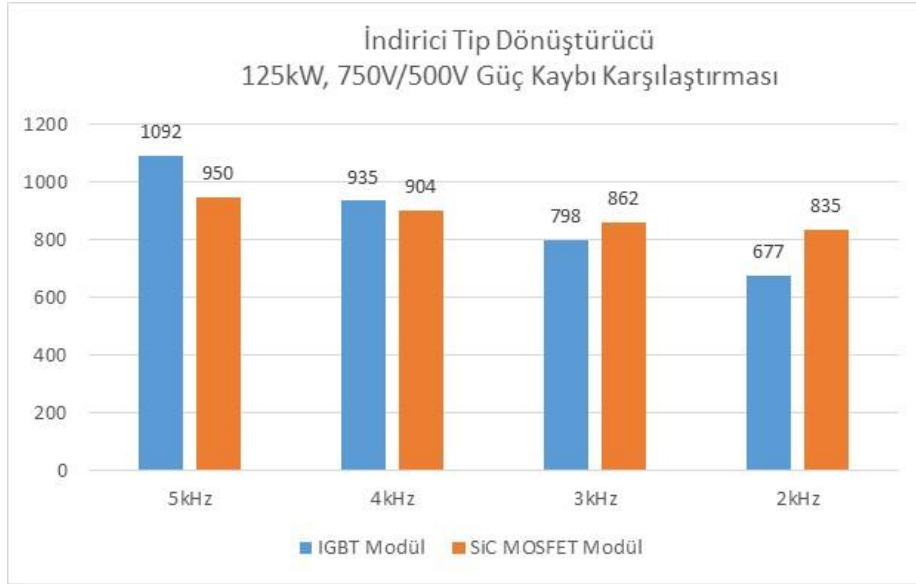
Deneysel verilerin karşılaştırılabilmesi için ayrıca 5kHz, 35kW çıkış gücü koşulu incelenmiştir. Bu koşulda yarıiletken toplam kayıpları 392W, IGBT eklem sıcaklığı 73°C, kılıf sıcaklığı ise 54°C olarak hesaplanmıştır. Bu koşulda yarıiletken güç kayıpları benzetim programı yardımıyla 282W, eklem sıcaklığı 60°C, kılıf sıcaklığı ise 46°C olarak elde edilmiştir. Deneysel ölçümlerde ise kılıf sıcaklığı 56°C olarak ölçülmüştür.

Değerlendirmelerin bir özeti daha anlaşılabilir olması için aşağıda gösterilmiştir.

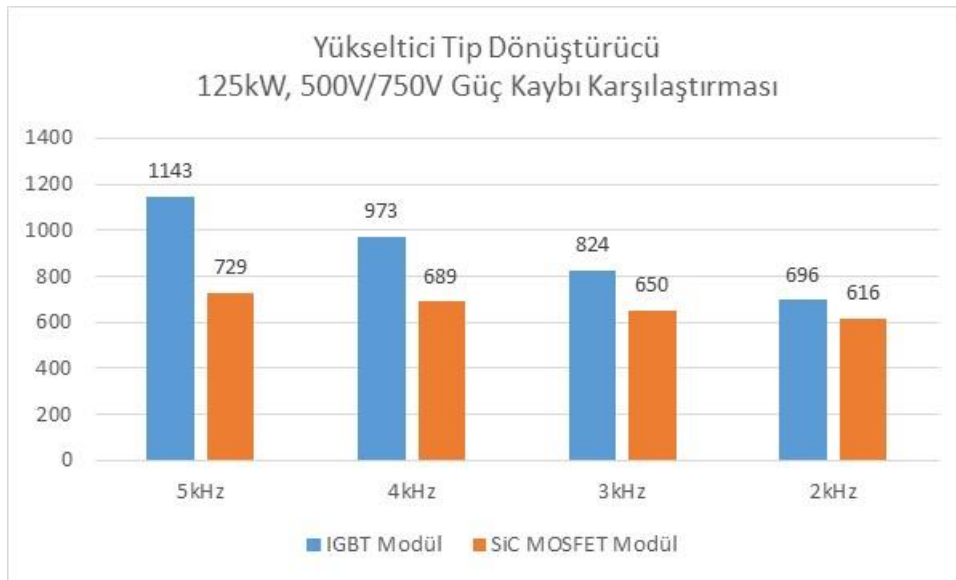
Çizelge 6.1 Modül Değerlendirme Senaryoları

Koşul	IGBT Modül Değerlendirilmesi	SiC MOSFET Modül Değerlendirilmesi
Tek Modül 125kW, 5kHz	Soğutma Sistemi Ciddi Ölçüde İyileştirilmeli	Mevcut Sistem ile Sınır Koşullarına Yakın Çalışmakta
Tek Modül 40kW, 5kHz	Mevcut Sistem Yeterli	Mevcut Sistem Yeterli
Tek Modül 125kW, 1,15kHz	Endüktör Boyutu Artırılarak, Diyot Akım Tepeleri Düşürülmeli	Endüktör Boyutu Artırılarak, Anahtar Akım Tepeleri Düşürülmeli
İki Modül Paralel 125kW, 5kHz	Baskın Anahtarlama Kayıpları Sonucu Yetersiz, Soğutma Sistemi Ciddi Ölçüde İyileştirilmeli	Mevcut Sistem Yeterli
İki Modül Paralel 125kW, 10kHz	Isıl Çözüm Uygulanabilir Değil	Mevcut Sistem Yeterli

Benzetim ortamında yapılan çalışmalar indirici tip dönüştürücü için SiC MOSFET modülün kayıplarının 5kHz, 4kHz için düşük olduğunu fakat 3kHz'den sonra IGBT modülün kayıplarının düştüğünü göstermektedir. Bunun yanı sıra indirici tip dönüştürücü için en yüksek güç ve görev çevriminde 8kHz ile anahtarlanan SiC MOSFET modül güç kayıplarının, 5kHz ile anahtarlanan IGBT modülüne eşit olduğu benzetim sonuçları ile gösterilmiştir.



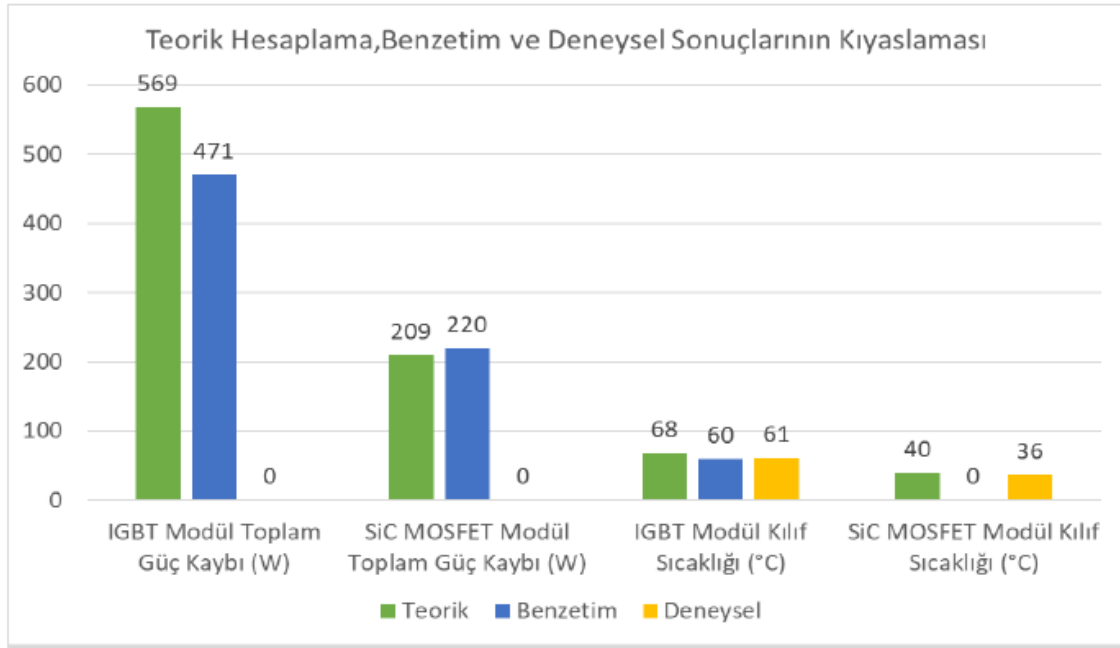
Şekil 6.1 İndirici Tip Dönüştürücü IGBT ve SiC Modül Benzetim Güç Kaybı Karşılaştırması



Şekil 6.2 Yükseltici Tip Dönüştürücü IGBT ve SiC Modül Benzetim Güç Kaybı Karşılaştırması

Yükseltici tip dönüştürücü için en düşük görev çevrimi koşulunun incelenmesiyle SiC MOSFET modül kayıplarının IGBT modül kayıplarından daha düşük olduğu gözlemlenmektedir. Bu durumda diyot üzerinden daha çok güç aktarımı gerçekleşmesi ile anahtarlama ve iletim durumu diyot güç kaybı düşük olan SiC MOSFET modül, IGBT modüle göre daha verimli çalışmaktadır.

Teorik benzetim ve deneysel çalışmaların karşılaştırılabildiği şekil aşağıda gösterilmiştir. Bu koşul indirici tip dönüştürücü için 5kHz, 560V/400V 125A koşuludur.



Şekil 6.3 Teorik, Benzetim ve Deneysel Çalışma Verileri Karşılaştırma Tablosu

Tüm bu çalışma ile IGBT ve SiC MOSFET modülün çeşitli güç ve anahtarlama frekanslarında karşılaştırması yapılmıştır. SiC MOSFET modülün özellikle paralel kullanımı senaryosu ile IGBT modüle göre güç kayıpları anlamında daha iyi performans gösterdiği çıkarımı yapılmıştır.

KAYNAKLAR

- [1] U. S. Energy, “US Energy Information Administration, International Energy Outlook 2017 Overview,” *Int. Energy Outlook*, vol. IEO2017, no. 2017, p. 143, 2017.
- [2] T. Ratniyomchai, S. Hillmansen, and P. Tricoli, “Recent developments and applications of energy storage devices in electrified railways,” *IET Electr. Syst. Transp.*, vol. 4, no. 1, pp. 9–20, 2014.
- [3] M. Steiner, M. Klohr, and S. Pagiela, “Energy storage system with Ultracaps on board of railway vehicles,” *2007 Eur. Conf. Power Electron. Appl. EPE*, 2007.
- [4] M. Popescu and A. Bitoleanu, “A review of the energy efficiency improvement in DC railway systems,” *Energies*, vol. 12, no. 6, 2019.
- [5] P. J. P. Gonzalez-Gil A., Palacin R., Batty P., “Energy-Efficient Urban Rail Systems: Strategies for An Optimal Management of Regenerative Braking Energy,” 2014.
- [6] Ticket to Kyoto, ““Braking energy recovery on the metro network – RET (Rotterdam)”, Ticket to Kyoto, May 2014,” no. May, p. 2, 2014.
- [7] D. Jannuzzi, “Electrochemical Batteries for Electric Road Vehicles: A Control Strategy,” pp. 539–544, 2007.
- [8] D. Yildirim *et al.*, “Full-Scale Physical Simulator of All SiC Traction Motor Drive with On-Board Supercapacitor ESS for Light-Rail Public Transportation,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, pp. 1–1, 2019.
- [9] Maxwell Technologies, “Maxwell Technologies, Datasheet for 125 V Heavy Transportation Module. [Online]. Available: https://www.maxwell.com/images/documents/125V_Module_datasheet.pdf, Accessed on April 2020.,” pp. 1–6.
- [10] T. M. . R. W. P. Mohan, Ned; Undeland, *Power Electronics — Converters, Applications and Design*, Third Edit., vol. 33, no. 1. 1996.
- [11] S. Musumeci, H. Ri, O. Ohfwurqlfv, and R. Q. Ri, “Gate Charge Control of High-Voltage Silicon-Carbide (SiC) MOSFET in Power Converter Applications,” pp. 709–715, 2015.

- [12] M. K. Das, "Selectivity in Country Strategies : The Evidence," *Cree*, no. February, pp. 22–24, 2013.
- [13] U. Nicolai, "Determining Switching Losses of SEMIKRON IGBT Modules," *Appl. note AN1403*, pp. 1–15, 2014.
- [14] Semikron, "Datasheet of 1.7kV 300A power module - SKM300GB17E4," 2015.
- [15] Cree, "Datasheet of 1.7kV 300A power module - CAS300M17BM2," pp. 1–9, 2017.
- [16] T. Instruments and I. Sprui, "LAUNCHXL-F28379D Overview," no. March, pp. 1–30, 2019.
- [17] T. Instruments and I. Sprui, "TMS320F2837xD Datasheet," 2018.
- [18] C. Configurations, "Digital PI Controller Equations," no. March, pp. 1–5, 2017.
- [19] T. I. Incorporated, "C2000 Digital Control Library," no. November, pp. 1–32, 2017.
- [20] C. Basso, "The Right Half Plane Zero, a Two-Way Control Path," 2008.

EKLER

EK 1 – CAS300M17BM2 SiC MOSFET MODÜL TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI



CAS300M17BM2 1.7kV, 8.0 mΩ All-Silicon Carbide Half-Bridge Module C2M MOSFET and Z-Rec™ Diode

V_{DS}	1.7 kV
$E_{sw, Total} @ 300A, 150\text{ °C}$	23 mJ
$R_{DS(on)}$	8.0 mΩ

Features

- Ultra Low Loss
- High-Frequency Operation
- Zero Reverse Recovery Current from Diode
- Zero Turn-off Tail Current from MOSFET
- Normally-off, Fail-safe Device Operation
- Ease of Paralleling
- Copper Baseplate and Aluminum Nitride Insulator

System Benefits

- Enables Compact and Lightweight Systems
- High Efficiency Operation
- Mitigates Over-voltage Protection
- Reduced Thermal Requirements
- Reduced System Cost

Applications

- HF Resonant Converters/Inverters
- Solar and Wind Inverters
- UPS and SMPS
- Motor Drive
- Traction

Package 62mm x 106mm x 30mm



Part Number	Package	Marking
CAS300M17BM2	Half-Bridge Module	CAS300M17BM2

Maximum Ratings ($T_C = 25\text{ °C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Notes
V_{DSmax}	Drain - Source Voltage	1.7	kV		
V_{GSmax}	Gate - Source Voltage	-10/+25	V	Absolute maximum values	
V_{GSop}	Gate - Source Voltage	-5/20	V	Recommended operational values	
I_D	Continuous MOSFET Drain Current	325	A	$V_{ES} = 20\text{ V}, T_C = 25\text{ °C}$	Fig. 26
		225		$V_{ES} = 20\text{ V}, T_C = 90\text{ °C}$	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	900	A	Pulse width t_p limited by $T_{J(max)}$	
I_F	Continuous Diode Forward Current	556	A	$V_{ES} = -5\text{ V}, T_C = 25\text{ °C}$	
		353		$V_{ES} = -5\text{ V}, T_C = 90\text{ °C}$	
T_{Jmax}	Junction Temperature	-40 to +150	°C		
T_C, T_{STG}	Case and Storage Temperature Range	-40 to +125	°C		
V_{isol}	Case Isolation Voltage	5.0	kV	AC, 50 Hz, 1 min	
L_{stray}	Stray Inductance	15	nH	Measured between terminals 2 and 3	
P_D	Power Dissipation	1760	W	$T_C = 25\text{ °C}, T_J = 150\text{ °C}$	Fig. 25

Subject to change without notice.
www.cree.com

1



Electrical Characteristics ($T_c = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
V_{DS}	Drain - Source Blocking Voltage	1.7			kV	$V_{GS} = 0, I_D = 2\text{ mA}$	
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	1.8	2.5		V	$V_D = V_G, I_D = 15\text{ mA}$	Fig. 7
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current		700	2000	μA	$V_{DS} = 1.7\text{ kV}, V_{GS} = 0$	
			1500	4000	μA	$V_{DS} = 1.7\text{ kV}, V_{GS} = 0, T_j = 150^\circ\text{C}$	
I_{GSS}	Gate-Source Leakage Current		1	600	nA	$V_{GS} = 25\text{ V}, V_{DS} = 0$	
$R_{DS(on)}$	On State Resistance		8.0	10	m Ω	$V_{GS} = 20\text{ V}, I_{DS} = 300\text{ A}$	Fig. 4, 5, 6
			16.2	20		$V_{GS} = 20\text{ V}, I_{DS} = 300\text{ A}, T_j = 150^\circ\text{C}$	
g_{fs}	Transconductance		133		S	$V_{DS} = 20\text{ V}, I_{DS} = 300\text{ A}$	Fig. 8
			131			$V_{DS} = 20\text{ V}, I_D = 300\text{ A}, T_j = 150^\circ\text{C}$	
C_{iss}	Input Capacitance		20		nF	$V_{DS} = 1\text{ kV}, f = 200\text{ kHz}, V_{AC} = 25\text{ mV}$	Fig. 16, 17
C_{oss}	Output Capacitance		2.5				
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		0.08				
E_{on}	Turn-On Switching Energy		13.0		mJ	$V_{DD} = 900\text{ V}, V_{GS} = -5\text{V}/+20\text{V}$ $I_D = 300\text{ A}, R_{G(ext)} = 2.5\ \Omega$ Load = $77\ \mu\text{H}, T_j = 150^\circ\text{C}$ Note: IEC 60747-8-4 Definitions	Fig. 22
E_{off}	Turn-Off Switching Energy		10.0		mJ	$f = 1\text{ MHz}, V_{AC} = 25\text{ mV}$	
$R_{G(int)}$	Internal Gate Resistance		3.7		Ω	$f = 1\text{ MHz}, V_{AC} = 25\text{ mV}$	
Q_{GS}	Gate-Source Charge		273		nC	$V_{DD} = 900\text{ V}, V_{GS} = -5\text{V}/+20\text{V}, I_D = 300\text{ A}, \text{Per JEDEC24 pg 27}$	Fig. 15
Q_{GD}	Gate-Drain Charge		324				
Q_G	Total Gate Charge		1076				
$t_{d(on)}$	Turn-on delay time		105		ns	$V_{DD} = 900\text{ V}, V_{GS} = -5\text{V}/+20\text{V}, I_D = 300\text{ A}, R_{G(ext)} = 2.5\ \Omega,$ Timing relative to V_{DS} Note: IEC 60747-8-4, pg 83 Inductive load	Fig. 23
t_r	Rise Time		72		ns		
$t_{d(off)}$	Turn-off delay time		211		ns		
t_f	Fall Time		56		ns		
V_{SD}	Diode Forward Voltage		1.7	2.0	V	$I_F = 300\text{ A}, V_{GS} = 0$	Fig. 10
			2.2	2.5		$I_F = 300\text{ A}, V_{GS} = 0, T_j = 150^\circ\text{C}$	Fig. 11
Q_c	Total Capacitive Charge		4.4		μC	$I_{SD} = 300\text{ A}, V_{DS} = 900\text{ V}, T_j = 25^\circ\text{C}, di_{SD}/dt = 9\text{ kA}/\mu\text{s}, V_{GS} = -5\text{ V}$	

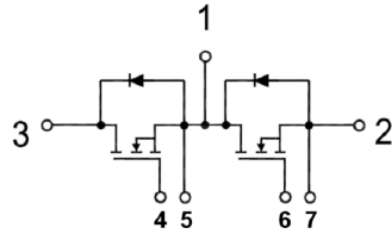
Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions	Note
$R_{th(jc)}$	Thermal Resistance Junction-to-Case for MOSFET		0.067	0.071	$^\circ\text{C}/\text{W}$		Fig. 27
$R_{th(jd)}$	Thermal Resistance Junction-to-Case for Diode		0.060	0.065			Fig. 28

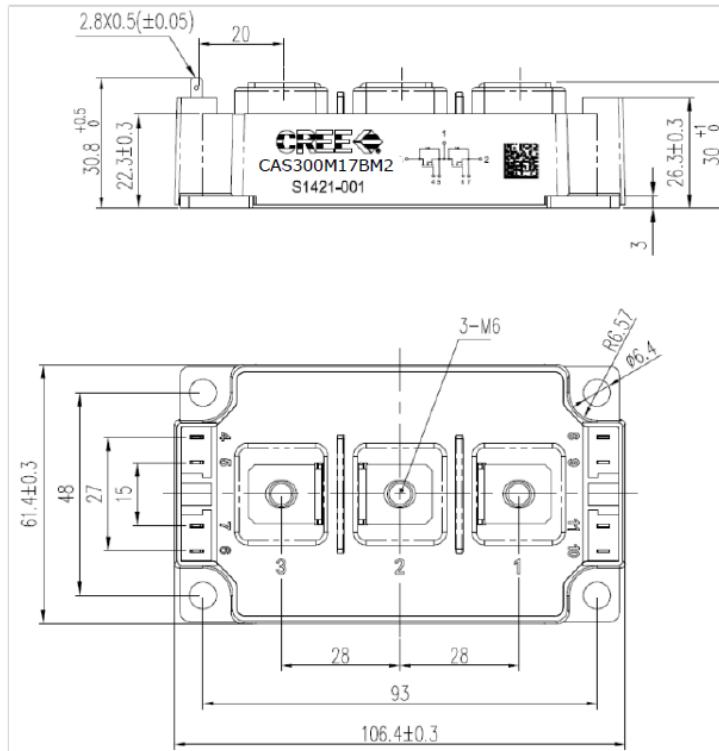
Additional Module Data

Symbol	Parameter	Max.	Unit	Test Condition
W	Weight	300	g	
M	Mounting Torque	5	Nm	To heatsink and terminals
	Clearance Distance	9	mm	Terminal to terminal
	Creepage Distance	30	mm	Terminal to terminal
		40	mm	Terminal to baseplate

Schematic



Package Dimensions (mm)



EK 2 – CGD15HB62P1 SÜRÜCÜ TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI



Dual Channel SiC MOSFET Driver

Gate Driver for 1200V, 62mm SiC MOSFET Power Module

Features

- 2 output channels
- Integrated isolated power supply
- Direct mount low inductance design
- Short circuit protection
- Under voltage protection

For use with Cree Modules

- CAS300M12BM2, 1200V, 300A module.
- CAS120M12BM2, 1200V, 120A module.

Applications

- Driver for SiC MOSFET modules in industrial applications.
- DC Bus voltage up to 1000V



Part Number	Package	Marking
CGD15HB62P1	PCBA	CGD15HB62P1

Absolute Maximum Ratings

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_s	Power Supply Voltage	16	V		
V_{IH}	Input signal voltage HIGH	5	V		
V_{IL}	Input signal voltage LOW	0	V		
$I_{O,pk}$	Output peak current	$\pm 9 (\pm 2)$	A	Gate drive capable of 9A, but 100 of gate resistance lowers peak to 2A	
$P_{O,AVG}$	Output power per gate	1.8	W		
F_{Max}	Max. Switching frequency	64	kHz		
V_{DS}	Max. Drain to source voltage	1200	V		
V_{isol}	Input to output isolation voltage	± 1200	V		
dv/dt	Rate of change of output to input voltage	50,000	V/ μ s		

W	Weight	44	g		
MTBF	Mean time between failure	1.5x10 ⁶	h		
T _{op}	Operating temperature	-35 to 85	°C		
T _{stg}	Storage temperature	-40 to 85	°C		

Characteristics

Symbol	Parameter	Value			Unit	Test Conditions	Notes
		Min	Typ	Max			
V _S	Supply voltage	14	15.0	16	V		
V _i	Input signal voltage on/off		5/0		V		
I _{SO}	Supply current (no load)		72		mA	25C	
	Supply current (max.)		300	360		f=64khz, 25C	
V _{IT+}	Input threshold voltage HIGH	3.5			V		
V _{IT-}	Input threshold voltage LOW			1.5	V		
R _{in}	Input resistance		48		kΩ		
C _{io}	Coupling capacitance		10		pf		
t _{don}	Turn on propagation delay		300		nS	Time from when input pin goes high until driver output goes high	Fig.3, 4
t _{doff}	Turn off propagation delay		300		nS	Time from when input pin goes low until driver output goes low	Fig.3, 4
t _{rout}	Output voltage rise time		65		nS	V _{OUT} time from 10% to 90% with R _G = 0ohms, C _{LOAD} = 40,000pf	Fig. 5
t _{Fout}	Output voltage fall time		50		nS	V _{OUT} time from 90% to 10% with R _G = 0ohms, C _{LOAD} = 40,000pf	Fig. 5
R _{GON}	Turn-on gate resistor		10		Ω		
R _{GOFF}	Turn-off gate resistor		10		Ω		
V _{GATEON}	Gate voltage at turn-on		+20		V		
V _{GATEOFF}	Gate voltage at turn-off		-5		V		
t _{sc}	Short Circuit Response Time		1.5		μS	Total time from when short circuit current begins flowing until it is interrupted	
V _{DS,TRIP}	V _{DS} monitoring threshold		4.7		V	V _{DS} value that causes the driver to trip on overcurrent	
t _{FLT,DLY}	Fault Delay Time		425		nS	Time from when desat pin=9V until the gate output begins turning off	

t_{FLT_SIG}	Transmission delay of fault state			2.25	μS	Time delay from desat pin=9V until fault status pin is pulled low
t_{err}	Pulse width for resetting fault	800			nS	Time reset pin must be held low to reset driver
	Test voltage (60Hz/1min), Primary to secondary		4000		V	
	Test voltage (60Hz/1min), Secondary to secondary		4000		V	
	Creepage distance, Primary to secondary		7.6		mm	
	Creepage distance, Secondary to secondary		6.7		mm	
	Clearance distance, Primary to secondary		4.0		mm	
	Clearance distance, Secondary to secondary		6.7		mm	

Block Diagram

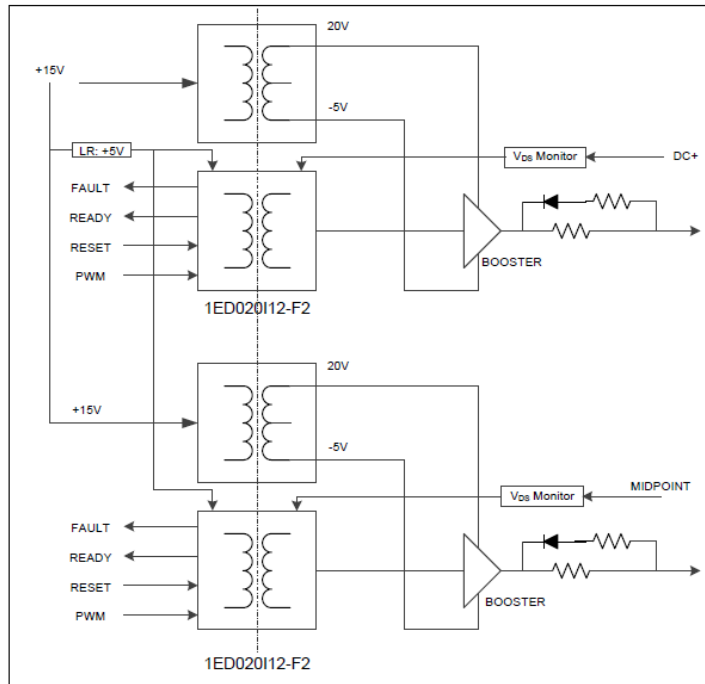


Figure 1. Block Diagram

EK 3 – SKM300GB17E4 IGBT MODÜL TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI

SKM300GB17E4



SEMITRANS® 3

IGBT4 Modules

SKM300GB17E4

Features

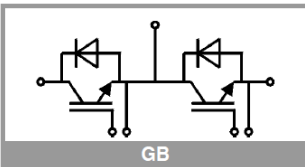
- IGBT4 = 4. generation medium fast trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. Generation CAL-Diode
- Insulated copper baseplate using DBC Technology (Direct Copper Bonding)
- With integrated Gate resistor
- For switching frequencies up to 8kHz
- UL recognized, file no. E63532

Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders
- Wind power
- Public transport

Remarks

- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max.
- Recommended $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$
- Product reliability results valid for $T_j = 150^\circ\text{C}$



Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions	Values	Unit	
IGBT				
V_{CES}	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1700	V	
I_C	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	476	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	368	A
I_{Cnom}		300	A	
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Cnom}$	900	A	
V_{GES}		-20 ... 20	V	
t_{psc}	$V_{CC} = 1000\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	10	μs
	$V_{GE} \leq 15\text{ V}$			
T_j	$V_{CES} \leq 1700\text{ V}$		-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Inverse diode				
I_F	$T_j = 175^\circ\text{C}$	$T_c = 25^\circ\text{C}$	314	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	231	A
I_{Fnom}		300	A	
I_{FRM}	$I_{FRM} = 2 \times I_{Fnom}$	600	A	
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms, sin } 180^\circ, T_j = 25^\circ\text{C}$	1836	A	
T_j			-40 ... 175	$^\circ\text{C}$
Module				
$I_{l(RMS)}$		500	A	
T_{stg}		-40 ... 125	$^\circ\text{C}$	
V_{isol}	AC sinus 50 Hz, $t = 1\text{ min}$	4000	V	

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
IGBT					
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 300\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.90	2.20	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	2.30	2.60	V
V_{CE0}	chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	0.8	0.9	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	0.7	0.8	V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	3.67	4.33	$\text{m}\Omega$
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	5.33	6.00	$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 12\text{ mA}$	5.2	5.8	6.4	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1700\text{ V}$	$T_j = 25^\circ\text{C}$		4	mA
		$T_j = 150^\circ\text{C}$			mA
C_{ies}	$V_{CE} = 25\text{ V}$		27.2		nF
C_{oes}	$V_{GE} = 0\text{ V}$		1.06		nF
C_{res}			0.88		nF
Q_G	$V_{GE} = -8\text{ V} \dots +15\text{ V}$		2400		nC
R_{Gint}	$T_j = 25^\circ\text{C}$		2.1		Ω
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 1200\text{ V}$		207		ns
t_r	$I_C = 300\text{ A}$ $V_{GE} = +15/-15\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	37.5		ns
		$R_{G\text{ on}} = 2\ \Omega$	88		mJ
E_{on}	$R_{G\text{ on}} = 2\ \Omega$		756		ns
$t_{d(off)}$	$R_{G\text{ off}} = 2\ \Omega$		154		ns
t_f	$di/dt_{on} = 10209\text{ A}/\mu\text{s}$		121		mJ
E_{off}	$du/dt = 4580\text{ V}/\mu\text{s}$				mJ
$R_{th(j-c)}$	per IGBT		0.083		K/W

SKM300GB17E4



IGBT4 Modules

SKM300GB17E4

Features

- IGBT4 = 4. generation medium fast trench IGBT (Infineon)
- CAL4 = Soft switching 4. Generation CAL-Diode
- Insulated copper baseplate using DBC Technology (Direct Copper Bonding)
- With integrated Gate resistor
- For switching frequencies up to 8kHz
- UL recognized, file no. E63532

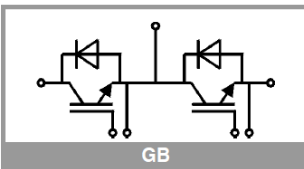
Typical Applications*

- AC inverter drives
- UPS
- Electronic welders
- Wind power
- Public transport

Remarks

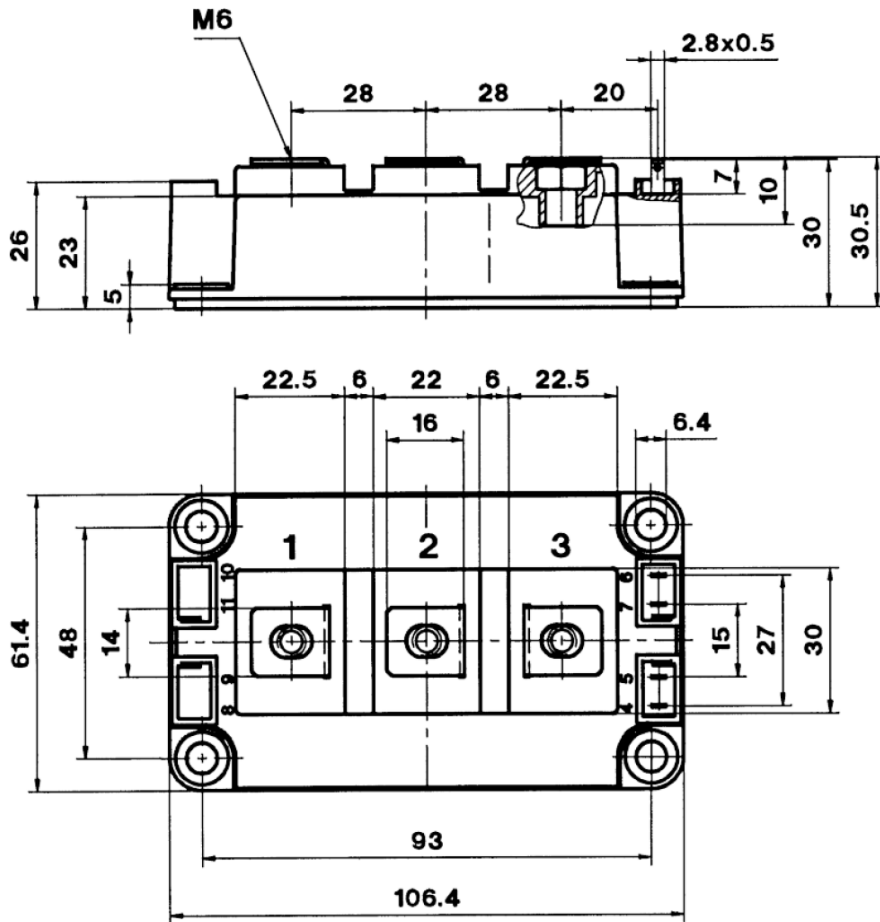
- Case temperature limited to $T_c = 125^\circ\text{C}$ max.
- Recommended $T_{op} = -40 \dots +150^\circ\text{C}$
- Product reliability results valid for $T_j = 150^\circ\text{C}$

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
Inverse diode					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 300\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}$ chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	2.00	2.40	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	2.14	2.56	V
V_{F0}	chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	1.32	1.56	V
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	1.08	1.22	V
r_F	chiplevel	$T_j = 25^\circ\text{C}$	2.3	2.8	m Ω
		$T_j = 150^\circ\text{C}$	3.5	4.5	m Ω
I_{FRM}	$I_F = 300\text{ A}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	489		A
Q_{rr}	$di/dt_{off} = 8611\text{ A}/\mu\text{s}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	102		μC
E_{rr}	$V_{GE} = \pm 15\text{ V}$ $V_{CC} = 1200\text{ V}$	$T_j = 150^\circ\text{C}$	77		mJ
$R_{th(j-c)}$	per diode			0.19	K/W
Module					
L_{CE}			15		nH
R_{CC+EE}	terminal-chip	$T_c = 25^\circ\text{C}$	0.55		m Ω
		$T_c = 125^\circ\text{C}$	0.85		m Ω
$R_{th(c-s)}$	per module		0.02	0.038	K/W
M_s	to heat sink M6		3	5	Nm
M_t		to terminals M6	2.5	5	Nm
					Nm
w				325	g

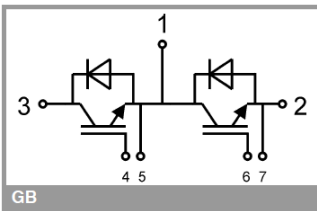


SKM300GB17E4

CASED56



SEMITRANS 3



GB

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), International standard IEC 60747-1, Chapter IX

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

EK 4 – SKYPER 32 PRO R IGBT SÜRÜCÜ TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI

SKYPER 32 PRO R



IGBT Driver Core

Order Nr.: L6100202

SKYPER 32 PRO R

Features

- Two output channels
- Integrated potential free power supply
- Under voltage protection prim/sec
- Driver interlock top / bottom
- Dynamic short circuit protection
- Halt status with failure management
- External failure input (sec.)
- Soft turn-off
- UL recognized, ROHS
- IEC 60068-1 (climate) 40/085/56, no condensation and no dripping water permitted, non-corrosive, climate class 3K3 acc. EN60721
- Coated with varnish

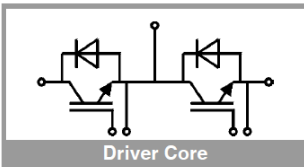
Typical Applications*

- Driver for IGBT modules in bridge circuits in industrial application
- DC bus voltage up to 1200V

Footnotes

with external high voltage diode
Please Note: the insulation test is not performed as a series test at SEMIKRON and must be performed by the user according to VDE 0110-20

Isolation coordination in compliance with EN50178 PD2
Operating temperature is real ambient temperature around the driver core
Degree of protection: IP00



Driver Core

Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
V_s	Supply voltage primary	16	V
V_{IH}	Input signal voltage (HIGH)	$V_s + 0.3$	V
V_{IL}	Input signal voltage (LOW)	GND - 0.3	V
$I_{outPEAK}$	Output peak current	15	A
$I_{outAVmax}$	Output average current	50	mA
f_{max}	Max. switching frequency	50	kHz
V_{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
dv/dt	Rate of rise and fall of voltage secondary to primary side	50	kV/ μ s
V_{isolIO}	Insulation test voltage input - output (AC, rms, 2s)	4000	V
V_{isolPD}	Partial discharge extinction voltage, rms, $Q_{PD} \leq 10pC$	1500	V
V_{isol12}	Insulation test voltage output 1 - output 2 (AC, rms, 2s)	1500	V
$R_{Gon\ min}$	Minimum rating for external R_{Gon}	1.5	Ω
$R_{Goff\ min}$	Minimum rating for external R_{Goff}	1.5	Ω
$Q_{out/pulse}$	Max. rating for output charge per pulse	6.3	μ C
T_{op}	Operating temperature	-40 ... 85	$^{\circ}$ C
T_{stg}	Storage temperature	-40 ... 85	$^{\circ}$ C

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
V_s	Supply voltage primary side	14.4	15	15.6	V
I_{S0}	Supply current primary (no load)		80		mA
	Supply current primary side (max.)			500	mA
V_i	Input signal voltage on / off		15 / 0		V
V_{IT+}	Input threshold voltage (HIGH)			12.3	V
V_{IT-}	Input threshold voltage (LOW)	4.6			V
R_{IN}	Input resistance (switching/HALT signal)		100		k Ω
$V_{G(on)}$	Turn on output voltage		15		V
$V_{G(off)}$	Turn off output voltage		-7		V
f_{ASIC}	Asic system switching frequency		8		MHz
$t_{d(on)IO}$	Input-output turn-on propagation time		1.2		μ s
$t_{d(off)IO}$	Input-output turn-off propagation time		1.2		μ s
$t_{d(Err)}$	Error input-output propagation time	3.1		5.8	μ s
t_{pRESET}	Error reset time		0.009		ms
t_{TD}	Top-Bot interlock dead time	0		4.3	μ s
C_{ps}	Coupling capacitance prim sec		12		pF
w	weight		34		g
MTBF	Mean Time Between Failure		1.3		10^6 h

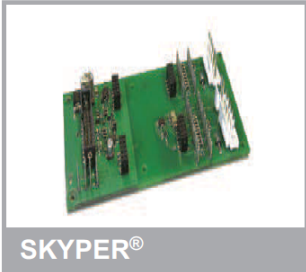
This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, chapter IX.

*IMPORTANT INFORMATION AND WARNINGS

The specifications of SEMIKRON products may not be considered as guarantee or assurance of product characteristics ("Beschaffheitsgarantie"). The specifications of SEMIKRON products describe only the usual characteristics of products to be expected in typical applications, which may still vary depending on the specific application. Therefore, products must be tested for the respective application in advance. Application adjustments may be

EK 5 – BOARD 1 SKYPER32 PRO R IGBT SÜRÜCÜ ADAPTÖR KARTI TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI

Board 1 SKYPER 32PRO R



SKYPER®

Adaptor board

Board 1 SKYPER 32PRO R

Preliminary Data

Features

- Two output channels
- Failure management

Typical Applications*

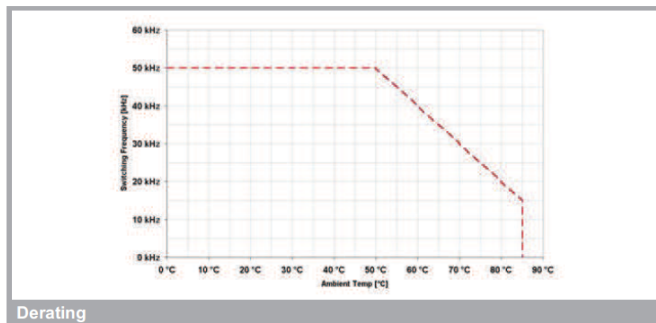
- Adaptor board for SKYPER 32 IGBT drivers in bridge circuits for industrial applications
- DC bus up to 1200V

Footnotes

All characteristics listed in the data sheet are guilty for the use with SKYPER 32. Please consider the derating of the ambient temperature. Please refer to the datasheet of SKYPER 32 for further information.

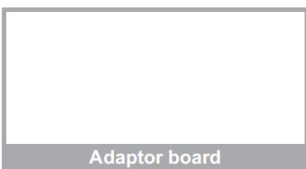
Absolute Maximum Ratings			
Symbol	Conditions	Values	Unit
Vs	Supply voltage primary	16	V
I _{outPEAK}	Output peak current	15	A
I _{outAVmax}	Output average current	50	mA
f _{max}	max. switching frequency	50	kHz
V _{CE}	Collector emitter voltage sense across the IGBT	1700	V
V _{isol IO}	Isolation test voltage input - output (AC, rms, 2s)	4000	V
V _{isolPD}	Partial discharge extinction voltage, rms, Q _{PD} ≤ 10pC	1500	V
V _{isol12}	Isolation test voltage output 1 - output 2 (AC, rms, 2s)	1500	V
R _{Gon min}		1.5	Ω
R _{Goff min}	Minimum rating for external R _{Goff}	1.5	Ω
T _{op}	Operating temperature	-25 ... 85	°C
T _{stg}	Storage temperature	-25 ... 85	°C

Characteristics					
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	Unit
Vs	Supply voltage primary side	14.4	15	15.6	V
V _j	input signal voltage on / off		15 / 0		V
V _{IT+}	Input treshold voltage HIGH			12.3	V
V _{IT-}	Input threshold voltage (LOW)	4.6			V
V _{G(on)}	Turn on gate voltage output		15		V
V _{G(off)}	Turn off gate voltage output		-7		V
t _{d(on)IO}	Input-output turn-on propagation time		1.2		µs
t _{d(off)IO}	Input-output turn-off propagation time		1.2		µs



This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our personal.



Adaptor board

© by SEMIKRON

Rev. 02 – 21.04.2010

EK 6 – BMOD0063 SÜPERKAPASİTÖR TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI

DATASHEET 125V HEAVY TRANSPORTATION MODULE

FEATURES AND BENEFITS*

- Up to 1,000,000 duty cycles or 10 year DC life
- 125V DC working voltage
- Active cell balancing
- Temperature and voltage monitoring
- CAN bus digital monitoring and communications
- High power density

TYPICAL APPLICATIONS

- Buses
- Electric trains and trolleys
- Heavy duty transportation
- Cranes, RTGS
- Utility vehicles
- Mining equipment



PRODUCT SPECIFICATIONS

ELECTRICAL	BMOD0063 P125 B08
Rated Capacitance ¹	63 F
Minimum Capacitance, initial ¹	63 F
Maximum Capacitance, initial ¹	76 F
Maximum ESR _{DC} , initial ¹	18 mΩ
Test Current for Capacitance and ESR _{DC} ¹	100 A
Rated Voltage	125 V
Absolute Maximum Voltage ²	136 V
Absolute Maximum Current	1900 A
Leakage Current at 25°C, maximum ³	10 mA
Maximum Series Voltage	1500 V
Capacitance of Individual Cells ¹¹	3000 F
Maximum Stored Energy, Individual Cell ¹¹	3.0 Wh
Number of Cells	48
TEMPERATURE	
Operating temperature range (Cell case temperature)	
Minimum	-40°C
Maximum	65°C
Storage temperature range (Stored uncharged)	
Minimum	-40°C
Maximum	70°C

*Results may vary. Additional terms and conditions, including the limited warranty, apply at the time of purchase. See the warranty details and enclosed information for applicable operating and use requirements.

PRODUCT SPECIFICATIONS (Cont'd)

PHYSICAL		BMOD0063 P125 B08
Mass, typical ¹³		61 kg
Power Terminals		Radsok®
Recommended Torque - Terminal		N/A
Vibration Specification		ISO16750-3 Table 14
Shock Specification		SAE J2464
Environmental Protection		IP65
Cooling		Forced Air
MONITORING / CELL VOLTAGE MANAGEMENT		
Temperature Interface		Serial Data (CAN)
Cell Voltage Monitoring		Group Voltage (CAN)
Connector		Deutsch DTM
Cell Voltage Management		VMS 2.0
POWER & ENERGY		
Usable Specific Power, P_d ⁴		1,700 W/kg
Impedance Match Specific Power, P_{max} ⁵		3,600 W/kg
Specific Energy, E_{max} ⁶		2.3 Wh/kg
Stored Energy, E_{stored} ⁷		140 Wh
SAFETY		
Short Circuit Current, typical (Current possible with short circuit from rated voltage. Do not use as an operating current.)		6,900 A
Certifications		RoHS, eMark
High-Pot Capability ¹²		4,000 VAC

TYPICAL CHARACTERISTICS

THERMAL CHARACTERISTICS		BMOD0063 P125 B08
Thermal Resistance (R_{ca} , Case to Ambient), typical ⁸		0.04°C/W
Thermal Capacitance (C_{th}), typical		33,000 J/°C
Maximum Continuous Current ($\Delta T = 15^\circ\text{C}$) ⁸		140 A _{RMS}
Maximum Continuous Current ($\Delta T = 40^\circ\text{C}$) ⁸		240 A _{RMS}
LIFE		
DC Life at High Temperature ¹ (at Rated Voltage & Maximum Operating Temperature)		1,500 hours
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)		20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)		100%
Projected DC Life at 25°C ¹ (held continuously at Rated Voltage)		10 years
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)		20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)		100%
Projected Cycle Life at 25°C ^{1,9,10}		1,000,000 cycles
Capacitance Change (% decrease from minimum initial value)		20%
ESR Change (% increase from maximum initial value)		100%
Test Current		100 A
Shelf Life (Stored uncharged at 25°C)		4 years

EK 7 – ENDÜKTÖR TEKNİK ÖZELLİK DÖKÜMANI

Data sheet

Type number: 1051604



BUCK-BOOST-INDUCTOR			
Design	Single-phase, iron-core with air gaps, PolyGap(R) core design		
Impregnation	Complete unit vacuum-overpressure impregnated with varnish acc. to temperature class H and temperature hardened in furnace		
Technical Data			
No. of phases		1	
Rated voltage	Un/V	750	
Rated frequency	fn/Hz	DC	
Rated inductivity	Ln/mH	1 x 0.6	
Negative tolerance	%	-3	
Positive tolerance	%	+3	
Thermal current	Ith/A	250.1	
Losses of fundamental	Nv1/W	310	
Total losses	Nvsum/W	1,150	
Mass /kg	m/kg	123	
Current spectrum			
	n	f/Hz	I/A
			250
		20,000	7.2
		40,000	2.5
		60,000	0.3
		80,000	0.8
		100,000	0.4
Operating conditions			
Protection class	IP00, Indoor operation		
Operation mode	Continuous mode		
Duty cycle	%	100	
Maximum elevation	masl	1,000	
Type of cooling	AF		
Forced ventilation	m/s	2	
Isolation class	T40/H		
Minimum ambient temperature	Tamin/°C	5	no condensing, no ice
Maximum ambient temperature	Tamax/°C	40	
Allowed temperature rise	dT/K	125	utilized acc. to isolation class H
Temperature sensor	Yes		
Temperature sensor right coil	T10/180 NC (H)		
Standards			
IEC standards	IEC/EN60076-6 VDE0532-76-6		
UL approval	-		
Seperate source voltage	UAC/kV (1 min)	3	

Data sheet

Type number: 1051604

Reactor Technology at Its Best

MANGOLDT 

Mechanical characteristics	
Winding material Cu/Al	Al
Terminal 1	Cu bar 20 x 3 mm ² / 9mm
Terminal 2	Cu bar 20 x 3 mm ² / 9mm
Connection type	parallel
Ground connect.	safety class I
Bandage	Polyglasband ID 1000117

Warnungen



Nichtbeachtung dieser Hinweise kann zu schweren Verletzungen bis hin zum Tode sowie zur Zerstörung dieses oder angeschlossener Produkte führen!

Im Betrieb können die Produkte hohe Spannungen aufweisen. Berühren Sie die Produkte nicht und schützen Sie die Produkte gegen Berührung.

Stellen Sie vor Installations- oder Wartungsarbeiten sicher, dass die Produkte spannungsfrei geschaltet sind und keine Restspannungen mehr aufweisen.

Betreiben Sie keine Produkte, die beschädigt sind. Die Installation darf nur von fachlich geschultem Personal durchgeführt werden.

Die angegebenen technischen Daten sind typisch. Aufgrund von Material- und Fertigungseigenschaften können Abweichungen auftreten. Änderungen vorbehalten.

Cautions



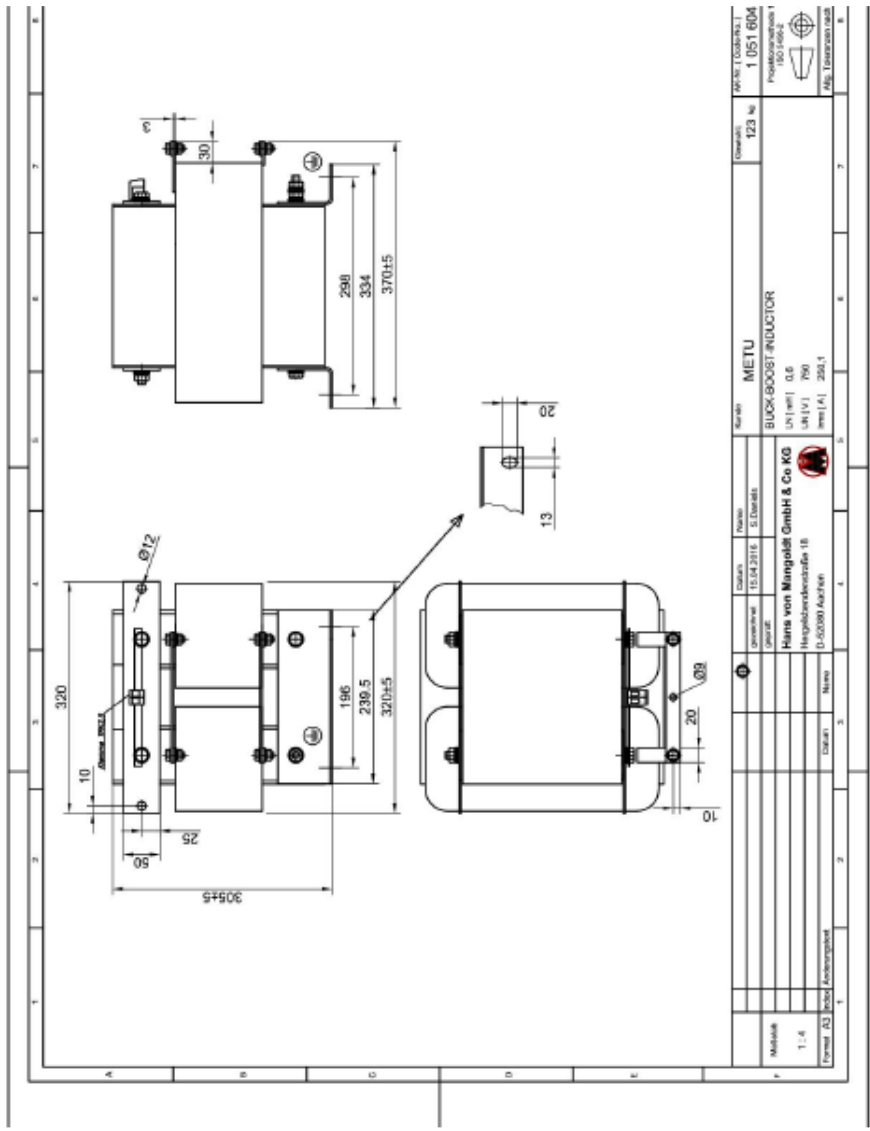
Noncompliance with these instructions may lead to serious injury, death, or damage to the products and connected equipment.

All electrically active parts may carry high voltages. Do not touch the products during operation and protect the products against accidental contact.

Before any assembly or maintenance make sure that all equipment is disconnected from the power source and is free of residual voltage.

Do not install products in case of any visible damage. Installation must be done by skilled personnel only.

All given technical specification are typical. Material and production tolerances may cause variations. This datasheet may be subject to change.



EK 8 - Tez Çalışması Orjinallik Raporu

ÖZGEÇMİŞ

